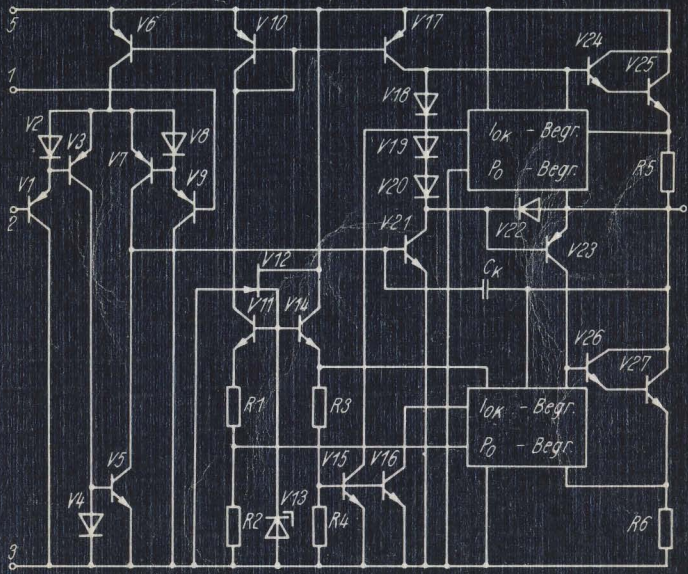
amateurreihe

electronica



Harro Kühne

233

Applikationsbeispiele mit NF-Leistungsverstärkern und Leistungsoperationsverstärkern

electronica · Band 233

HARRO KÜHNE

Applikationsbeispiele mit NF-Leistungsverstärkern und Leistungsoperationsverstärkern

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Harro Kühne:
Applikationsbeispiele mit NF-Leistungsverstärkern
und Leistungsoperationsverstärkern.
– 1. Auflage – Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1986 –
(electronica 233)

ISBN 3-327-00098-0

1. Auflage, 1986
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) –
Berlin, 1986
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin – 32357-6
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Rita Koopke
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 20. Dezember 1985
LSV 3539
Bestellnummer: 746794 3
00190

Inhaltsverzeichnis

Einleitung 5

1. Aufbau, Funktion und technische Daten der Leistungsoperationsverstärker 7

1.1. Innerer Aufbau und Arbeitsweise der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165 7

1.2. Eigenschaften, Kenn- und Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165 . . . 14

1.3. Innerer Aufbau und Arbeitsweise der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020 24

1.4. Eigenschaften, Kenn- und Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020 29

1.5. Allgemeingültige Hinweise zur Applikation von integrierten Leistungsoperationsverstärkern . . . 34

2. Der Einsatz von Leistungsoperationsverstärkern in NF-Verstärkern 47

2.1. NF-Leistungsverstärker mit aktiver Klangregelung 48

2.2. 2weg-Lautsprecherbox mit aktiven Frequenzweichen 51

2.3. 3 Möglichkeiten zur Vergrößerung der Ausgangsleistung von NF-Verstärkern mit integrierten Leistungsoperationsverstärkern 54

3. Die Verwendung von Leistungsoperationsverstärkern als Schalter für große Leistungen 60

3.1. Die Anwendung von Leistungsoperationsverstärkern in Interfaceschaltungen 61

3.2. Einfache Verzögerungsschaltung mit großem Zeitbereich zur Steuerung von Relais und Schützen . . 66

3.3. Dämmerungsschalter mit veränderlicher Ansprechempfindlichkeit 68

4. Leistungsgeneratoren zur Erzeugung von rechteck- und sinusförmigen Wechselspannungen . . . 70

4.1. Universeller Rechteckspannungsgenerator mit einfacher Versorgungsspannung 70

4.2. Rechteckspannungsgenerator mit veränderlicher Frequenz und variablem Tastverhältnis 74

4.3. Ein Leistungssinusgenerator mit 3 umschaltbaren Festfrequenzen 77

4.4. 2 durchstimmbare Leistungssinusgeneratoren mit Wien-Robinson-Brücken als frequenzbestimmende Elemente 80

5. Die Applikation von Leistungsoperationsverstärkern in Regelschaltungen zur Spannungsstabilisierung 86

5.1. 2 Vorschläge für Spannungsregler mit 2 Ausgangsspannungen unterschiedlicher Polarität 86

5.2. 2 Vorschläge für geregelte Spannungsquellen mit veränderlicher Ausgangsspannung 89

5.3. Übertragerlose Transverterschaltungen mit Leistungsoperationsverstärkern 93

6. Leistungsoperationsverstärker in Steuer- und Regelschaltungen 97

6.1. Steuer- und Regelschaltungen für Drehzahl und und Drehrichtung von Gleichstromkleinmotoren 98

6.2. Regelschaltung zur Drehzahlstabilisierung einer Bohrmaschine für Leiterplatten 103

6.3. 2 Schaltbeispiele für Drehzahlregler mit motorunabhängigen Gebern für den Istwert der Drehzahl 105

6.4. Spannungsgesteuerter Nachlaufregler für Registriereinrichtungen 109

7. Literatur 111

Einleitung

Leistungsendstufen setzt man als Bindeglied zwischen einer elektronischen Schaltung und ihrem Lastwiderstand ein. Abhängig vom speziellen Anwendungsfall, ist der Lastwiderstand z. B. ein Lautsprecher, ein elektrischer Heizwiderstand, ein Gleichstrommotor, eine Glühlampe. Für den Betrieb der Lastwiderstände ist eine bestimmte elektrische Leistung erforderlich, deren Größe entscheidend vom Wirkungsgrad des Energiewandlers und von dem vom Anwender beabsichtigten Effekt bestimmt wird. Insbesondere die Verluste der Leistungsverstärker, bei denen eine lineare Abhängigkeit zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung erforderlich ist, sind zu beachten. Die in den Leistungsverstärkern entstehenden Verluste äußern sich in Form von Wärme, die die aktiven Baulemente der Endstufe produzieren und die mit geeigneten Kühlvorrichtungen abgeführt werden muß. Die oftmals nicht unbeträchtlichen Verlustleistungen in Endstufen waren bis in die jüngste Zeit die wichtigste Ursache dafür, daß Leistungsendstufen kaum als integrierte Schaltungen verfügbar waren.

Fortschritte in der Herstellungstechnologie integrierter Schaltkreise führten zusammen mit geeigneten Schaltungskonzepten und brauchbaren Gehäusevorschlägen, die die Probleme der Wärmeableitung berücksichtigen, zur Entwicklung von integrierten NF-Leistungsverstärkern bzw. Leistungsoperationsverstärkern. Als besonders universell einsetzbar haben sich dabei solche Leistungsverstärker erwiesen, deren innere Schaltung sich an das bekannte Schaltungskonzept der Operationsverstärker orientiert. Bauelemente dieser Art werden deshalb oft auch als Leistungsoperationsverstärker bezeichnet und stehen der Industrie und dem Amateur in der DDR zur Verfügung.

Spezifiziert als NF-Leistungsverstärker, produziert der VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) die Typen *A 2030* und *A 2030 V*,

während vom selben Hersteller die Bauelemente *B165H* und *B165V* als Leistungsoperationsverstärker für den industriellen Einsatz geliefert werden. Aus Importen von *Tesla Roznov* stehen die NF-Leistungsverstärker *MDA2010* und *MDA2020* zur Verfügung. Die Innenschaltungen der Bauelemente *A2030* und *B165* sind identisch. Zwischen den Typen *A2030* und *MDA2010* bzw. *MDA2020*, die beiden letztgenannten Bauelemente haben die gleiche innere Schaltung, gibt es geringfügige Unterschiede. Bei allen angeführten Leistungsverstärkern handelt es sich grundsätzlich um Leistungsoperationsverstärker, die auch als solche verwendet werden können, obwohl die Hersteller manche Typen als NF-Leistungsverstärker bezeichnen. Die vorliegende Broschüre beschreibt zunächst den Aufbau und die Funktion dieser Leistungsoperationsverstärker und nennt deren elektrische Kenn- und Grenzwerte. Nach den anschließend folgenden allgemeinen Applikationshinweisen soll dann mit Hilfe zahlreicher Schaltbeispiele ein Einblick in die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten dieser attraktiven Bauelemente gegeben werden. Neben NF-Leistungsverstärkern werden Schaltverstärker für Relais, Glühlampen, Schütze, Motoren usw., Leistungsoszillatoren für Sinus- und Rechteckspannungen, Steuer- und Regelschaltungen für Gleichstrommotoren, einstellbare Spannungsregler, Transverter, Temperaturregler usw. behandelt.

Naumburg (Saale) im Januar 1985 *Harro Kühne*

1. Aufbau, Funktion und technische Daten der Leistungsoperationsverstärker

Die Bauelemente *A 2030, B 165, MDA 2010* und *MDA 2020* sind Leistungsoperationsverstärker. Ihr innerer Schaltungsaufbau entspricht sehr weitgehend der Struktur, die Operationsverstärker kleiner Leistung aufweisen. Dieses Schaltungskonzept erfordert bei der Applikation der Leistungsoperationsverstärker nur eine minimale Beschaltung mit zusätzlichen externen Komponenten. Aus diesem Grund sind die Leistungsoperationsverstärker für den räumlich kompakten Aufbau von Niederfrequenz-, Gleichstrom- und Schaltverstärkern prädestiniert. Dabei gewährleisten spezielle Gehäuseformen mit geringen thermischen Widerständen zwischen dem Chip und der Gehäuseoberfläche eine wirkungsvolle Ableitung der in den Bauelementen produzierten Verlustleistung.

1.1. Innerer Aufbau und Arbeitsweise der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165

Die Bauelemente *A 2030* und *B 165* sind Leistungsoperationsverstärker mit einer im Gegentakt-B-Betrieb arbeitenden Endstufe. Die Verstärkerschaltung ist hinsichtlich Klirrfaktor und Rauschspannung optimiert und intern frequenzkompensiert. Neben der eigentlichen Verstärkerschaltung sind in den Leistungsoperationsverstärkern zahlreiche Schutzschaltungen zusätzlich integriert, die eine Überlastung der Bauelemente, besonders deren Endstufe, bei extremen Betriebszuständen weitgehend unterbinden. Die Leerlaufspannungsverstärkung ist sehr groß. Aus diesem Grund können die bekannten Gleichungen aus der Technik der Operationsverstärker zur Berechnung der Betriebsbedingungen der realisierten Schaltung verwendet werden (1). Der große Speisespannungsbereich sowie die Möglichkeit, wahlweise mit

einer oder mit 2 Speisespannungen unterschiedlicher Polarität zu arbeiten, sind besondere Kennzeichen des *A 2030* und des *B 165*. Ihre äußere Beschaltung erfordert bei vielen Applikationen nur eine geringe Zahl von zusätzlichen Bauelementen, so daß die mit Leistungsoperationsverstärkern verwirklichten Lösungen meist nicht nur räumlich kleiner und ökonomischer, sondern oft auch zuverlässiger sind. Bevorzugtes Einsatzgebiet der Typen *A 2030* sind NF-Endstufen im Bereich der Konsumgüterelektronik, während die Bauelemente *B 165* vorwiegend für Anwendungen im Bereich der industriellen Elektronik vorgesehen sind. Auf grund der sehr weitgehenden Kompatibilität beider Bauelemente sind die Einsatzgrenzen aber fließend.

Leistungsoperationsverstärker benötigen zum Betrieb 5 Anschlüsse. Dabei sind jeweils 2 Anschlüsse für die positive und negative Speisespannung bzw. für den invertierenden und den nichtinvertierenden Eingang notwendig, während der 5. Anschluß den Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers bildet. Produziert werden die Bauelemente in den Gehäuseversionen V und H. Diese unterscheiden sich nur in der Art der Abwinkelung der 5 Anschlüsse (Bild 1.1.). Für beide Versionen wird das sehr montagefreundliche *TO 220/5*-Gehäuse verwendet, das über die benötigten 5 Anschlüsse verfügt. Material und Geo-

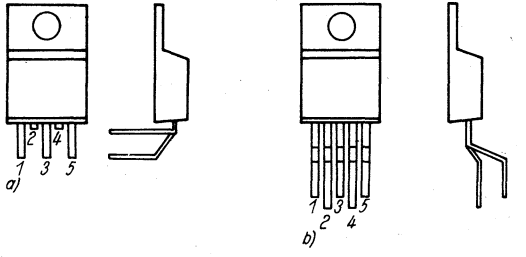


Bild 1.1 Gehäusebauformen der Leistungsoperationsverstärker *A 2030* und *B 165*; a: Variante H für den horizontalen Einbau; b: Variante V für den vertikalen Einbau

metrie der Systemträgerplatte des Gehäuses sichern einen sehr niedrigen Wärmewiderstand zwischen dem Chip und der Gehäuseoberfläche. Der Wärmewiderstand beträgt nur $R_{thJC} = 3\,K/W$, so daß mit Hilfe geeigneter Kühlkörper oder anderer Vorrichtungen eine Verlustleistung von maximal $P_{tot} = 20\,W$ abgeleitet werden kann.

Die im Bild 1.2 gezeigte Innenschaltung läßt sich in folgende Funktionsblöcke untergliedern: Eingangsdifferenzverstärker, Treiberstufe, Endstufe, Schutzschaltung zum Begrenzen der maximalen Chiptemperatur, Einrichtung zur Bereitstellung der Ruheströme der Vor-, Treiber- und Endstufe sowie einer Schutzschaltung zum Begrenzen der maximalen Ausgangsströme der Endstufentransistoren mit gleichzeitigem SOA-Schutz.

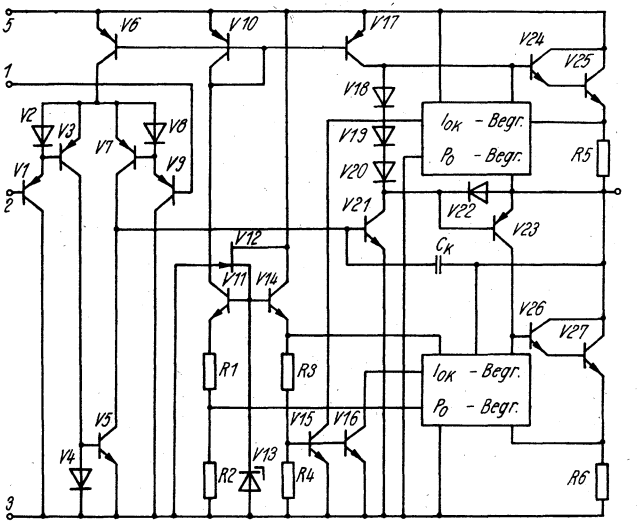


Bild 1.2 Vereinfachte Innenschaltung der Leistungsoperationsverstärker *A 2030* und *B 165*

Den im Bild 1.2 vereinfacht dargestellten Eingangsdifferenzverstärker verwirklichen in der praktischen Schaltung pnp-Lateral-Transistoren, die mit sehr niedrigem Kollektorstrom betrieben werden, damit die Basisströme von V1 und V9 kleine Werte aufweisen. Die Stromverstärkung solcher Lateral-Transistoren ist relativ gering. Von Vorteil ist allerdings, daß ihre Emitter-Basis-Durchbruchsspannung etwa 2- bis 3mal größer als bei normalen npn-Transistoren ist. Diese Eigenschaft ist im Hinblick auf eine hohe zulässige Differenzeingangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers sehr erwünscht. Emitterseitig arbeiten die beiden Eingangstransistoren V1 und V9 auf die mit V2 und V3 bzw. V8 und V7 verwirklichten Stromspiegel, die die Kollektorströme der Transistoren V1 und V9 verdreifachen. Die Stromspiegelschaltung mit den Transistoren V4 und V5 ermöglicht den Übergang von der symmetrischen Signalverarbeitung im Eingangsdifferenzverstärker zur asymmetrischen Signalverarbeitung ohne Verlust an Spannungsverstärkung. Das nun asymmetrische Ausgangssignal des Differenzverstärkers erreicht über einen im Bild 1.2 nicht dargestellten Impedanzwandler die Treiberstufe des Leistungsoperationsverstärkers.
Als Treiberstufe mit hoher Spannungsverstärkung arbeitet der in Emitterschaltung betriebene Transistor V21, dessen Kollektorstrom von etwa $I_{CV21} = 3\,mA$ die Stromquelle mit dem Transistor V17 bereitstellt. Die Spannungsänderungen am Kollektor von V21 leiten die 3 Pegelversatzdioden V18 bis V20 direkt der Endstufe mit den Transistoren V24 und V25 zu, die bei der positiven Halbwelle des Ausgangssignals aktiv sind. Innerhalb dieser Phase fließt in die Stromspiegelschaltung aus V22 und V23 kein Strom, so daß die für die negative Halbwelle des Ausgangssignals zuständige Endstufe mit den Transistoren V26 und V27 nur mit ihrem Ruhestrom betrieben wird. Das ändert sich bei einer Aussteuerung in negativer Richtung. In diesem Fall vermindert sich die Summe der Basis-Emitter-Spannungen von V24 und V25, während gleichzeitig die Summe der Flußspannungen über den Dioden V18 bis V20 praktisch konstant bleibt. Daraus resultiert ein ansteigender Strom in die Stromspiegelschaltung mit den

Transistoren V22 und V23, der seinerseits V26 und V27 aussteuert. Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß bei positiv gerichteter Aussteuerung der obere Zweig der Gegentaktendstufe vom Signal der Treiberstufe spannungsgesteuert, während im Fall einer negativ gerichteten Aussteuerung der untere Zweig der Gegentaktendstufe über eine Stromspiegelschaltung stromgesteuert wird. Der Ruhestrom im unteren Zweig der Endstufe wird von einer zusätzlich integrierten Stromquelle eingestellt, die den dazu notwendigen Basisstrom für den Transistor V26 bereitstellt.

In beiden Zweigen der Endstufe des Leistungsoperationsverstärkers wurden als aktive Bauelemente Darlingtonstufen aus jeweils 2 npn-Transistoren verwendet. Mit diesen Anordnungen wird eine sehr große Stromverstärkung und damit ein niedriger Ausgangswiderstand des Leistungsverstärkers erreicht. Die Endstufentransistoren V25 und V27 müssen bei Kollektor-Emitter-Spannungen von $U_{CEV25/27} = 36\,V$ Kollektorströme bis $I_{CV25/27} = 3{,}5\,A$ verarbeiten, wobei die Stromverstärkung von V25 bzw. V27 wenigstens $B_{V25/27} = 35$ betragen soll. Die genannten Eigenschaften sind nur mit Transistoren erreichbar, deren Geometrie bestimmte Mindestabmessungen nicht unterschreitet. Aus diesem Grund beanspruchen die beiden Endstufentransistoren V25 und V27 etwa 50% der gesamten Chipfläche. Aufgabe der Stromversorgungseinrichtung ist es, die einzelnen aktiven Stufen des Leistungsoperationsverstärkers innerhalb eines großen Bereiches der Versorgungsspannung mit weitgehend konstanten Arbeitsströmen zu versorgen. Dazu nutzt man den im Bild 1.2 als n-Kanal-SEET dargestellten nichtlinearen Epitaxiewiderstand V12 und die Z-Diode V13. Bei Speisespannungen zwischen 12 und 36V fließt durch die Z-Diode V13 ein quasi konstanter Strom, der etwa $I_{V13} = 3\,mA$ beträgt. Aus der praktisch nur wenig von der Versorgungsspannung abhängigen Z-Spannung über V13 leitet der Transistor V11 den Steuerstrom für die Stromspiegelkaskade mit den Transistoren V10, V6 und V17 ab. Die beiden letztgenannten Transistoren bilden die Stromquellen des Eingangsdifferenzverstärkers bzw. der Treiberstufe.

Neben der eigentlichen Verstärkerschaltung sind auf dem Chip des Leistungsoperationsverstärkers noch Baugruppen integriert, die im Fall extremer Betriebszustände eine Zerstörung des Bauelementes verhindern. Zuerst ist bei Leistungsendstufen eine wirkungsvolle Begrenzung des maximal möglichen momentanen Ausgangsstromes notwendig. Beim *A 2030* und *B 165* ist dies sichergestellt. Die Ausgangsstrombegrenzung schützt gleichzeitig bei Lastkurzschlüssen, getrennt für jeden Zweig der Endstufe. Eine Strombegrenzung mit vorgegebenem maximalem Ausgangsstrom kann aber nicht verhindern, daß bei längeren Kurzschlüssen die Verlustleistungsgrenze der Endstufe überschritten wird, wodurch die Gefahr eines «Second Breakdown» erheblich steigt. Es ist deshalb ein erweiterter Schutz, er wird auch als SOA- (Safe Operating Area-) Schutz bezeichnet, notwendig. Hier steuert die momentan anliegende Kollektor-Emitter-Spannung des überlasteten Zweiges der Endstufe den Einsatzpunkt der Strombegrenzung. Dadurch folgt der mögliche Maximalstrom der Endstufe des Leistungsoperationsverstärkers der Verlustleistungshyperbel im Ausgangskennlinienfeld des betreffenden Endstufentransistors. Praktisch erreicht man bei den Bauelementen *A 2030* und *B 165* diese Funktionsweise dadurch, daß über den Emitterwiderständen R5 und R6 der in den betreffenden Zweigen der Gegentaktendstufe fließende Laststrom einen ihm proportionalen Spannungsabfall verursacht. Zu diesem wird ein Teil der anliegenden Kollektor-Emitter-Spannung des betreffenden Zweiges der Endstufe addiert und mit der sich ergebenden Spannungssumme ein Transistor gesteuert. Dieser leitet im aktivierten Fall einen Teil des Basisstromes des überlasteten Endstufenzweiges ab, so daß der Strom begrenzt wird. Damit werden die beiden Endstufenzweige geschützt, wenn deren Kollektor-Emitter-Spannung dauernd oder momentan größer als etwa $U_{CEV25/27} = 11\,V$ ist. Unterschreitet die Kollektor-Emitter-Spannung diesen Wert, dann wird der Strom in den beiden Endstufenzweigen auf Grund der endlichen Stromverstärkungen der Darlingtontransistoren in Verbindung mit dem vorgegebenen Treiberstrom von $I_{CV21} = 3\,mA$ begrenzt.

Die Strombegrenzung kann, auch wenn ihr Einsatzpunkt von der wirksamen Kollektor-Emitter-Spannung gesteuert wird, den Leistungsoperationsverstärker nur für eine endliche Zeit sichern. Ursache dafür ist die im Überlastfall erheblich größere Verlustleistung des Verstärkers, die diesen schon nach kurzer Zeit thermisch zerstören würde, wenn keine vorbeugenden Maßnahmen ergriffen werden. Diese Aufgabe übernimmt die sogenannte Temperaturschutzschaltung. Sie sorgt dafür, daß die Chiptemperatur des Bauelementes einen vorgegebenen Grenzwert nicht überschreiten kann. Die Temperaturschutzschaltung verwirklichen im wesentlichen die Bauelemente V13 bis V16, R3 und R4. Funktionell sind dabei besonders der positive Temperaturkoeffizient der Z-Spannung von V13 und der negative Temperaturbeiwert der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren V14 bis V16 wichtig. Der Transistor V14 leitet die Z-Spannung dem Spannungsteiler aus den Widerständen $R3$ und $R4$ zu. Der negative Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung von V14 kompensiert dabei weitgehend den positiv gerichteten Temperaturbeiwert der Z-Spannung. Die über dem Spannungsteilerwiderstand $R4$ abfallende Spannung ist deshalb von der Chiptemperatur in weiten Grenzen unabhängig und repräsentiert aus diesem Grund den Temperaturgrenzwert, bei dem die Schutzschaltung

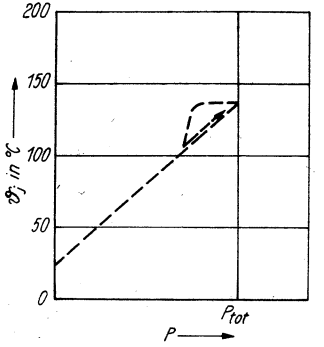


Bild 1.3
Typischer Verlauf der Chiptemperatur eines Leistungsoperationsverstärkers nach dem Ansprechen der Temperaturschutzschaltung

ansprechen soll. Zu diesem Zweck ist der Spannungsteiler aus den Widerständen $R3$ und $R4$ so dimensioniert, daß der Spannungsbetrag über $R4$ identisch mit den Basis-Emitter-Spannungen von V15 bzw. V16 ist, die diese bei der gewünschten Ansprechtemperatur aufweisen. Die Transistoren V15 und V16 sind im Bereich erlaubter Chiptemperaturen nichtleitend und beeinträchtigen nicht die Funktion des Leistungsoperationsverstärkers. Das ändert sich mit steigender Chiptemperatur. Die zum Ansteuern von V15 bzw. V16 nötige Basis-Emitter-Spannung sinkt dann, und die beiden Transistoren beginnen zu leiten. Dadurch wird den Darlingtontransistoren der beiden Endstufenzweige ein Teil ihres Steuerstromes entzogen und damit ein weiterer Anstieg der Chiptemperatur unterbunden (Bild 1.3).

1.2. Eigenschaften, Kenn- und Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165

Voraussetzung für eine den Erwartungen des Anwenders entsprechende Funktionsweise der Leistungsoperationsverstärker sind eine korrekte Dimensionierung der praktischen Schaltung unter Berücksichtigung der vom Hersteller publizierten Kennwerte sowie das Unterschreiten der Grenzwerte (Tabelle 1.1.). Letztere dürfen unter Betriebsbedingungen nicht erreicht werden, weil man sonst mit irreversiblen Datenänderungen der Verstärker rechnen muß.
In Tabelle 1.1. wurden auch die Typen *A 2030 V1/H1* bzw. *B 165 V1/H1* aufgenommen. Bei diesen Bauelementen handelt es sich um sogenannte Ausmeßtypen mit verminderter Speisespannung. Beispielsweise wird der Leistungsoperationsverstärker *A 2030 H1* in den Farbfernsehgeräten des Typs *Colormat* eingesetzt. Als Ergänzung zu der im vorangehenden Abschnitt näher erläuterten Wirkungsweise der Ausgangsstrombegrenzung sind Bild 1.4 und Bild 1.5 gedacht. Man sollte auch beachten, daß der Hersteller der Bauelemente *A 2030* und *B 165* keinen galvanischen Kurzschluß zwischen dem Ausgang und den Anschlüssen

Tabelle 1.1. Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165 sowie der diesen Bauelementen kompatiblen Typen

	A 2030 H/V B 165 H/V	A 2030 H1/V1 B 165 H1/V1	TDA 2030 L 165	TCA 365
Betriebsspannung $U_{5/3}$ in V	0 ... 36	0 ... 28	0 ... 36	0 ... 36
Eingangsspannung $U_{1/3} = U_{2/3}$ in V	0 ... $U_{5/3}$	0 ... $U_{5/3}$	0 ... $U_{5/3}$	0 ... $U_{5/3}$
Differenzeingangsspannung U_I in V	±30		±15	±18
Ausgangsspitzenstrom I_O in A	3,5	3,5	3,5	3,0
Gesamtverlustleistung P_{tot} in W	20	20	20	15
innerer Wärmewiderstand R_{thjC} in K/W	3	3	3	4
Sperrschichttemperatur ϑ_j in °C	150	150	150	150

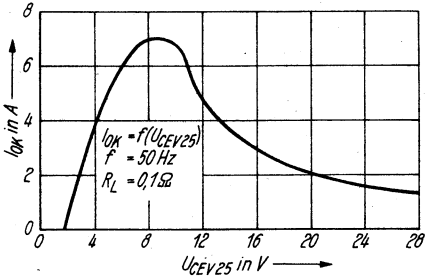


Bild 1.4
Zusammenhang zwischen dem Ausgangskurzschlußstrom I_{OK} und der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEV25} des Transistors V25 im Kurzschlußfall

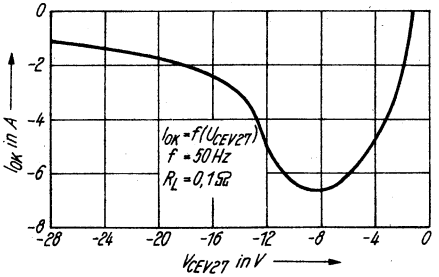


Bild 1.5
Zusammenhang zwischen dem Ausgangskurzschlußstrom I_{OK} und der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEV27} des Transistors V27 im Kurzschlußfall

der Speisespannung erlaubt. In solchen Fällen kann, muß aber nicht, der Verstärker zerstört werden. Nach den Erfahrungen des Autors sind solche Kurzschlüsse möglich, wenn der dann noch wirksame Lastwiderstand einige Zehntel Ohm beträgt. Das ist leicht realisierbar, denn zu diesem Zweck reicht oft schon die Zuleitung (Leiterbahn) zum Ausgangsanschluß des Bauelementes aus. In den Datenangaben der Hersteller findet man zu den internationalen Vergleichstypen keine Hinweise, die die Kurzschlußfestigkeit der Leistungsoperationsverstärker dann einschränken, wenn ein Kurzschluß zwischen dem Ausgang und einem der beiden Speisespannungsanschlüsse besteht [3], [4] und [5].

Die Kennwerte der Leistungsoperationsverstärker (Tabelle 1.2.

Tabelle 1.2. Kennwerte der Leistungsoperationsverstärker A 2030 und B 165

	A 2030		B 165	
	min/max	typ	min/max	typ
Stromaufnahme[1] I_{IO} in mA	≦60	38	≦60	40
Ausgangsoffsetspannung[1] $\lvert U_{OO} \rvert$ in mV	≦22	5,3	≦22	5
Eingangsruhestrom[1] $-I_I$ in nA	≦1000	72	≦1000	200
Eingangsoffsetstrom[1] I_{IO} in nA	≦500	2	≦200	20
Eingangsoffsetspannung[1] $\lvert U_{IO} \rvert$ in mV	≦20	4	≦20	5
Ausgangsleistung[2] P_O in W bei				
$R_L = 4\,\Omega$; K = 10 %	≧16	20,4		
$R_L = 8\,\Omega$; K = 10 %	≧10	11,7		
Klirrfaktor[2] K in % bei				
$P_O = 0{,}1$ W; $R_L = 4\,\Omega$	≦0,5	0,06		
$P_O = 12$ W; $R_L = 4\,\Omega$	≦0,5	0,06		
$P_O = 8$ W; $R_L = 8\,\Omega$	≦0,5	0,05		
Brummspannungsunterdrückung[2] SVR in dB bei $R_G = 22\,\text{k}\Omega$; $f_{br} = 100$ Hz; $U_{breff} = 0{,}5$ V	≧40	55	>40	50
Signalrauschabstand[2] SN in dB bei $B = 20$ Hz ... 20 kHz		70,1		
Gleichtaktunterdrückung[2] CMR in dB		>56	70	
Leerlaufspannungsverstärkung[2] A_{Uoff} in dB	≧76	80	>76	90

[1] Für $U_{S1} = -U_{S2} = 18$ V; [2] für $U_{S1} = -U_{S2} = 14$ V

Tabelle 1.3. Kennwerte der Leistungsoperationsverstärker TCA365 und L165

	TCA 365		L 165	
	min/max	typ	min/max	typ
Stromaufnahme I_{I0} in mA	≦40	20	≦60[1)]	40[1)]
Eingangsoffsetspannung $\lvert U_{IO} \rvert$ in mV	10	<10	≦10[1)]	2[1)]
Eingangsruhestrom $-I_I$ in nA	≦1000	200	≦1000[1)]	200[1)]
Eingangsoffsetstrom $\lvert I_{IO} \rvert$ in nA	≦200		≦200[1)]	20[1)]
Eingangsgleichtaktbereich U_{IC} in V		+13,5/−15 V		
Gleichtaktunterdrückung *CMR* in dB	≧75	83		70
Brummspannungsunterdrückung *SVR* in dB	50	62		60
Leerlaufspannungsverstärkung A_{Uoff} in dB		90		80
Anstiegsgeschwindigkeit *s* in V/μs		4	6	

Meßbedingung $U_{S1} = -U_{S2} = 15\,V$; [1)] Meßbedingung: $U_{S1} = -U_{S2} = 18\,V$

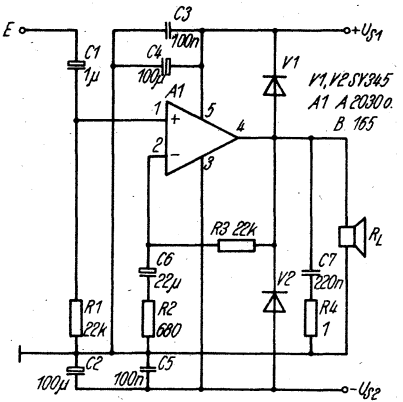


Bild 1.6
Meßschaltung für die Leistungsoperationsverstärker *A 2030* und *B 165*

und Tabelle 1.3.) werden vom Bauelementehersteller mit Hilfe einer Meßschaltung (Bild 1.6) ermittelt und charakterisieren eine große Zahl von wichtigen Bauelementedaten, die für die praktische Dimensionierung wesentlich sind. Die in den Tabellen genannten Begriffe, z. B. Eingangsruhestrom oder Eingangsoffsetspannung, entsprechen den bekannten Bezeichnungen aus der Technik der Operationsverstärker, so daß sich hier weitere Erläuterungen erübrigen [1] und [2]. Neu ist allerdings der Begriff Ausgangsoffsetspannung. Er ist folgendermaßen zu erklären: Für Gleichspannungen ist die im Bild 1.6 dargestellte Meßschaltung vollständig gegengekoppelt. Vernachlässigt man zunächst den notwendigen Eingangsruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers, so stellt sich am Ausgang eine Gleichspannung ein, die der Eingangsoffsetspannung entspricht. Bezugspunkt für diese Messung ist der nichtinvertierende Eingang des Leistungsoperationsverstärkers. Bei einer Eingangsoffsetspannung von $U_{IO} = 0\,mV$ wäre deshalb in der Praxis auch die zwischen dem Bezugspunkt und dem Ausgang meßbare Ausgangsoffsetspannung gleich $U_{OO} = 0\,mV$. Die Verhältnisse ändern sich, wenn man jetzt den Eingangsruhestrom des Verstärkers nicht mehr vernachlässigt und gleichzeitig bedenkt, daß zwischen dem Ausgang und dem invertierenden Eingang grundsätzlich ein ohmscher Widerstand notwendig ist, mit dem z. B. die Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Leistungsoperationsverstärkers eingestellt wird. Der durch diesen Widerstand (im Bild 1.6 R3) fließende Strom bewirkt über ihn einen Spannungsabfall, der als Ausgangsoffsetspannung benannt wird. Weitere Kennwerte und Abhängigkeiten enthalten die Kennlinien in Bild 1.7 bis Bild 1.14, die ebenfalls mit Hilfe der Meßschaltung im Bild 1.6 ermittelt wurden [6] und [7].

Abschließend noch einige Bemerkungen zum dynamischen Verhalten der Leistungsoperationsverstärker. Bild 1.14 kann man den prinzipiellen Verlauf des Frequenzganges der Leerlaufspannungsverstärkung entnehmen. Die interne Frequenzkompensation der Leistungsoperationsverstärker *A2030* und *B165* ist so ausgelegt, daß sie im Zusammenwirken mit dem ebenfalls der

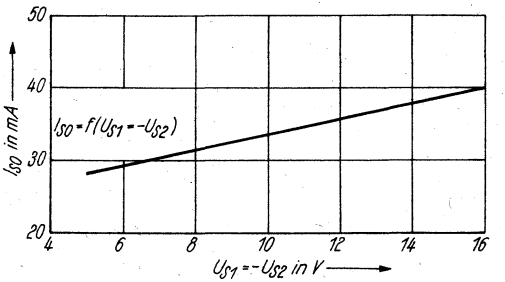


Bild 1.7 Typischer Verlauf der Abhängigkeit des Ruhestromes I_{S0} von den Speisespannungen $U_{S1} = -U_{S2}$

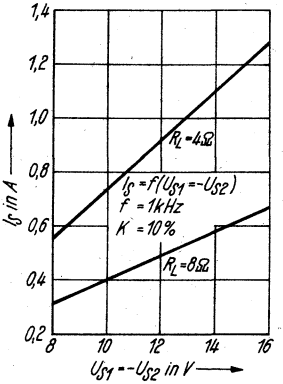


Bild 1.8
Stromaufnahme I_S der Leistungsoperationsverstärker bei Vollaussteuerung in Abhängigkeit von den Speisespannungen $U_{S1} = -U_{S2}$

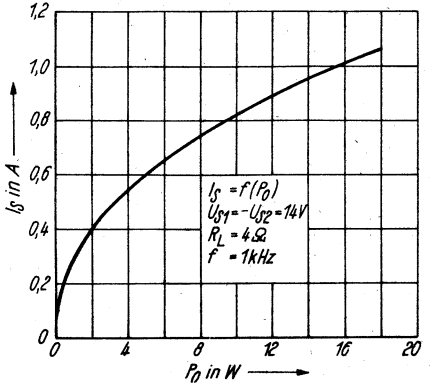


Bild 1.9 Stromaufnahme I_S der Leistungsoperationsverstärker in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_O

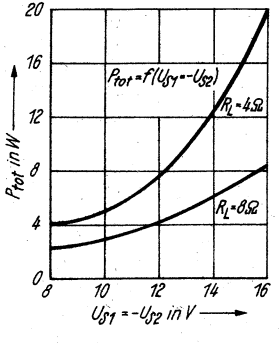


Bild 1.10
Verlustleistung P_{tot} der Leistungsoperationsverstärker in Abhängigkeit von den Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2}$

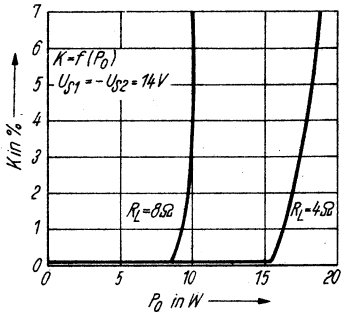


Bild 1.11 Klirrfaktor K der Ausgangsspannung als Funktion der Ausgangsleistung P_O

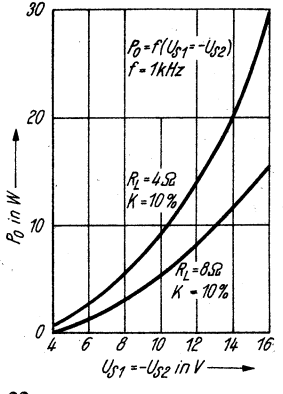


Bild 1.12
Ausgangsleistung P_O als Funktion der Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2}$

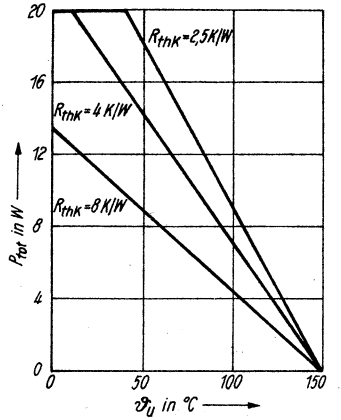


Bild 1.13 Abhängigkeit der zulässigen Verlustleistung P_{tot} von der Umgebungstemperatur ϑ_U bei unterschiedlichen Kühlkörperwärmewiderständen R_{thK}

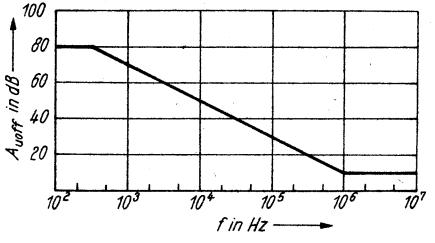


Bild 1.14 Abhängigkeit der Leerlaufspannungsverstärkung A_{Uoff} von der Frequenz f bei den Leistungsoperationsverstärkern *A 2030* und *B 165*

Frequenzkompensation dienenden Boucherot-Glied, das sind $R4$ und $C7$ im Bild 1.6, eine minimale Verstärkung des gegengekoppelten Leistungsoperationsverstärkers von $v'_u = 10\,dB$ erlaubt. Die Stabilität und damit die Sicherheit gegenüber Schwingneigung der gegengekoppelten Schaltung steigt, wenn für v'_u höhere Werte angesetzt werden. Oberhalb von $v'_u = 20\,dB$ ergibt sich bei impulsförmiger Ansteuerung ein minimales Überschwingen des Ausgangssignals. Weitere Hinweise, sie betreffen z. B. die externe Frequenzkompensation für Verstärkungen von $v'_u < 10\,dB$ sowie die beabsichtigte Einschränkung des Frequenzganges der Leerlaufspannungsverstärkung, findet man im Abschnitt 1.5.

Eine für viele Anwendungen wichtige Größe ist die maximal mögliche Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung der Leistungsoperationsverstärker. Leider finden sich in den bisher veröffentlichten Datenmaterialien des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) keine die sogenannte Slew-Rate betreffenden Angaben [6], [7] und [8]. Messungen des Autors ergaben bei der Meßschaltung nach Bild 1.6 Werte zwischen $S = 4\,V/\mu s$ und $S = 6\,V/\mu s$. Diese Werte entsprechen sehr gut denen, die die Hersteller der Vergleichstypen mitteilen.

1.3. Innerer Aufbau und Arbeitsweise der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020

Die Leistungsoperationsverstärker *MDA 2020* bzw. *MDA 2010* und *A 2030* bzw. *B 165* sind sich im inneren Schaltungsaufbau sehr ähnlich (siehe auch Bild 1.2 und Bild 1.15). Das ist auch nicht weiter verwunderlich, handelt es sich doch, international gesehen, bei den Bauelementen *MDA 2020* und *MDA 2010* um die Vorläufertypen des *A 2030*, wie man auch aus den Typnummern ablesen kann. Einziger Unterschied zwischen den Leistungsoperationsverstärkern *MDA 2010* und *MDA 2020* ist, daß bei dem zuletzt genannten Bauelement höhere Grenzwerte für die Speisespannung und die Verlustleistung erlaubt sind.

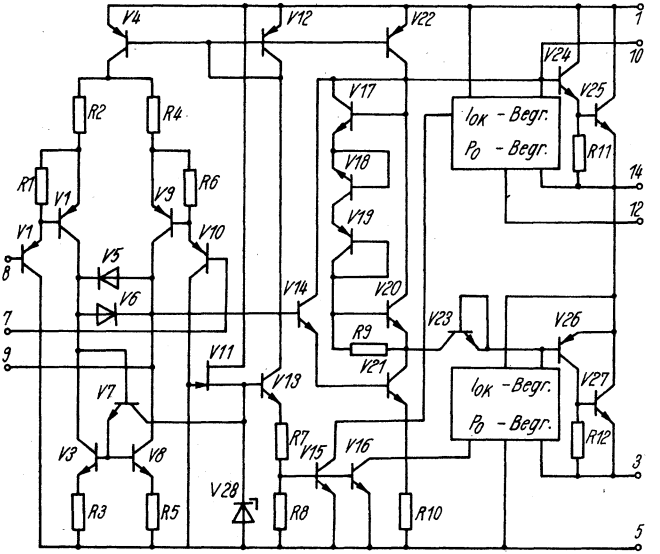


Bild 1.15 Vereinfachte Innenschaltung der Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020*

Aus der Sicht des Anwenders gibt es zwischen den Bauelementen *A 2030* und *MDA 2020* im wesentlichen nur 2 bemerkenswerte Abweichungen. Es handelt sich um das Gehäuse und die Frequenzkompensation. Die Bauelemente *MDA 2020* und *MDA 2010* werden in einem 14poligen Plastgehäuse geliefert. Abweichend von der üblichen Ausführung, winkelt man allerdings die Anschlußstifte entsprechend Bild 1.16 so ab, daß sich insgesamt 4 Reihen mit 3 bzw. 4 Anschlußstiften ergeben. In der Oberseite des Plastgehäuses ist ein Kupferblock eingelagert, der eine thermische Brücke zwischen Chip und Kühlkörper bilden soll. Damit man unabhängig von Fertigungstoleranzen einen möglichst thermischen Übergangswiderstand zwischen Kupfer-

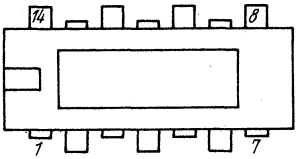


Bild 1.16
Gehäusebauform der Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020*

block und Kühlkörper erreicht, wird diese Seite vom Hersteller geschliffen. Der Kupferblock beinhaltet keine Montagehilfen, z. B. Gewindebohrungen oder Gewindestutzen, so daß er mit dem notwendigen Kühlkörper ausschließlich durch Flächenpressung verbunden ist. Den dazu nötigen Druck erzeugen Schraubverbindungen zwischen Kühlkörper und der Leiterplatte, die den Schaltkreis trägt. Weitere Hinweise zu dieser Problematik findet der Leser im Abschnitt 1.5.

Im Gegensatz zum *A 2030* bzw. *B 165* sind die Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020* nicht intern frequenzkompensiert. Allerdings ist zur externen Frequenzkompensation neben dem am Ausgang des Verstärkers anzuschließenden Boucherot-Glied nur ein Kondensator notwendig. Seine Größe bestimmt den Verlauf des Frequenzganges der Leerlaufspannungsverstärkung und die mögliche Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals sehr weitgehend.

Die im Bild 1.15 gezeigte vereinfachte innere Schaltung des *MDA 2020* kann funktionell wieder in Eingangsdifferenzverstärker, Treiberstufe, Endstufe, Baugruppe zum Erzeugen der Ruheströme und Schutzschaltungen zur Limitierung der Chiptemperatur und der Ausgangsströme der beiden Endstufenzweige unterschieden werden. Den Eingangsdifferenzverstärker verwirklichen die Transistoren und Dioden V1 bis V10. Die pnp-Darlington-Transistoren V1 und V2 bzw. V10 und V9 sorgen für einen niedrigen Eingangsruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers und ermöglichen gleichzeitig eine ausreichend hohe zulässige Differenzeingangsspannung. Ausgangsseitig arbeitet der Eingangsdifferenzverstärker auf den mit den Transistoren V3, V7 und V8 realisierten Stromspiegel. Er erlaubt, ohne Ver-

lust an Spannungsverstärkung, den problemlosen Übergang von der symmetrischen Signalverarbeitung im Differenzverstärker zur unsymmetrischen Signalbehandlung in der Treiberstufe.
Die Stromquelle mit dem Transistor V22 und die Darlington-Kombination aus den Transistoren V14 und V21 bilden die Treiberstufe. Sie arbeitet in Emitterschaltung mit entsprechend großer Spannungsverstärkung. Der hohe Eingangswiderstand der Darlington-Stufe belastet den hochohmigen Stromspiegelausgang des Differenzverstärkers nur wenig. Die im Kollektorkreis des Treibertransistors V21 eingefügten Transistoren V17 bis V20 sind als Dioden geschaltet. Sie werden von dem konstanten Strom der Quelle mit V22 durchflossen und bewirken die zur Ansteuerung der beiden Endstufenzweige erforderliche Pegelverschiebung.
Die Gegentaktendstufe des Leistungsoperationsverstärkers besteht aus einer Darlington- und einer Komplementär-Darlington-Stufe. Dabei liefert die Darlington-Stufe aus den beiden npn-Transistoren V24 und V25 den Ausgangsstrom bei in positiver Richtung ansteigender Ausgangsspannung. Die mit dem pnp-Transistor V26 und dem npn-Transistor V27 zusammengesetzte Komplementär-Darlington-Stufe stellt den Ausgangsstrom während der negativen Halbwelle der Ausgangsspannung bereit. Die Spannungsfestigkeit der Transistoren V24 bis V27 muß hoch sein, weil z. B. für das Bauelement *MDA 2020* Speisespannungen bis $U_{S1} = U_{S2} = 22\,V$ zulässig sind. Bei Vollaussteuerung des Verstärkers ergeben sich deshalb für die Transistoren der Endstufe Kollektor-Emitter-Spannungen von maximal $U_{CEV24/27} = 44\,V$. Gleichzeitig müssen die Leistungstransistoren V25 und V27 Kollektorströme von bis zu $I_{CV25/27} = 3{,}5\,A$ liefern. Aus diesem Grund beanspruchen diese beiden Transistoren etwa die Hälfte der zur Verfügung stehenden Chipfläche.
Für die Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020* ist eine Speisespannung $U_{S1} = -U_{S2}$ von 5 bis 18 V bzw. 22 V erlaubt. Innerhalb dieses Bereiches der Versorgungsspannung soll der Ruhestrom der Verstärker weitgehend konstant bleiben. Dafür sorgt zunächst der im Bild 1.15 als n-Kanal-

SFET gezeichnete nichtlineare Epitaxiewiderstand V11. Er stellt einen, von der Summe der beiden Speisespannungen weitgehend nicht beeinflußten, Konstantstrom für die Z-Diode V28 bereit. Aus der Arbeitsspannung der Z-Diode leitet der Transistor V13 den Steuerstrom für die mit dem positiven Versorgungsspannungsanschluß verbundene Stromspiegelkaskade aus den pnp-Transistoren V4, V12 und V22 ab. Sie sind ihrerseits die Stromquellen des Differenzverstärkers und der Treiberstufe.

Wie schon bei den Leistungsoperationsverstärkern *A 2030* und *B 165* sind auch bei den Bauelementen *MDA 2010* und *MDA 2020* zusätzlich zur eigentlichen Verstärkerschaltung Einrichtungen integriert, die vor Überlastung schützen. Die Transistoren V15 und V16 im Bild 1.15 überwachen die Chiptemperatur und vermindern unabhängig voneinander die Steuerströme der beiden Zweige der quasikomplementären Endstufe, wenn die Chiptemperatur den vorgegebenen Grenzwert von etwa $\vartheta_j = 150°C$ erreicht. Den Sollwert für diese Überwachungseinrichtung repräsentiert der von der Chiptemperatur weitgehend unabhängige Spannungsabfall über dem Widerstand $R8$. Im Bereich erlaubter Chiptemperaturen ist nämlich die über $R8$ abfallende Spannung geringer als die zur Steuerung von V15 und V16 nötige Basis-Emitter-Spannung. Die beiden Transistoren sperren aus diesem Grund. Steigt die Chiptemperatur infolge eines Lastkurzschlusses, einer extremen Umgebungstemperatur oder auch eines zu knapp bemessenen Kühlkörpers an, dann sinkt die für V15 und V16 erforderliche Basis-Emitter-Spannung. Schließlich leiten beide Transistoren. Die Steuerströme und damit die Verlustleistungen in den beiden Endstufenzweigen vermindern sich entsprechend.

Die Überwachung der Chiptemperatur kann auf Grund ihrer Trägheit die Leistungsoperationsverstärker nicht vor kurzzeitig wirkenden Grenzwertüberschreitungen des Ausgangsstromes sichern. Diese Aufgabe übernehmen 2, für jeden Endstufenzweig getrennt wirkende, Schutzschaltungen, die den möglichen Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der momentanen Kollektor-Emitter-Spannung des betreffenden Endstufentransistors steu-

ern. Die prinzipielle Funktionsweise einer solchen Einrichtung wurde bereits im Abschnitt 1.1. ausführlich erläutert.

1.4. Eigenschaften, Kenn- und Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020

Die Kenn- und Grenzwerte eines Bauelementes erlauben eine Aussage über seine Leistungsfähigkeit und sind dem Anwender Arbeitsgrundlage zum Festlegen der erforderlichen externen Komponenten bei der Applikation. Auch ein nur kurzzeitiges Betreiben der Verstärker außerhalb der in der Tabelle 1.4. abgesteckten Grenzen kann zu nichtumkehrbaren Datenänderungen führen.
Die Kennwerte der Leistungsoperationsverstärker sind in Tabelle 1.5. zusammengefaßt. Die dort angegebenen Zahlenwerte werden von den Herstellern mit Hilfe der im Bild 1.17 dargestellten Meßschaltung bestimmt, die gleichzeitig auch das einfachste Anwendungsbeispiel für die Leistungsoperationsverstärker darstellt. Bild 1.18 bis Bild 1.22 ergänzen diese Angaben.

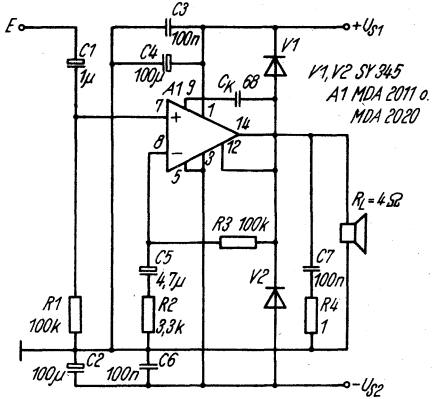


Bild 1.17
Meßschaltung für die Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020*

Tabelle 1.4. Grenzwerte der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020 sowie der diesen Bauelementen kompatiblen Typen

	MDA 2010 TDA 2010	MDA 2020 TDA 2020	TDA 2020 D
Betriebsspannung $U_{1/5} = U_{1/3}$ in V	0 ... 36	0 ... 44	0 ... 50
Eingangsspannung $U_{7/5} = U_{8/5}$ in V	0 ... $U_{1/5} = U_{1/8}$	0 ... $U_{1/5} = U_{1/8}$	0 ... $U_{1/5} = U_{1/8}$
Differenzeingangsspannung in V	±15	±15	±15
Ausgangsspitzenstrom I_O in A	3,5	3,5	1
Gesamtverlustleistung P_{tot} in W	18	25	25
innerer Wärmewiderstand R_{thjC} in K/W	3	3	3
Sperrschichttemperatur ϑ_j in °C	150	150	150

Tabelle 1.5. Kennwerte der Leistungsoperationsverstärker MDA 2010 und MDA 2020 sowie der diesen Bauelementen kompatiblen Typen

	MDA 2010		MDA 2020	
	min/max	typ	min/max	typ
Stromaufnahme I_{L0} in mA bei $U_{S1} = -U_{S2} = 18\,V$	≦140	45		
$U_{S1} = -U_{S2} = 22\,V$			≦140	60
Ausgangsoffsetspannung U_{IO} in mV bei $U_{S1} = -U_{S2} = 17\,V$	≦100	10	≦100	10
Ausgangsrauschspannung U_N in mV bei $U_{S1} = -U_{S2} = 17\,V$; $B = 10\,Hz \ldots$ 20 kHz	≦5	1,5	≦5	1,5
Ausgangsleistung P_0 in W; $K = 1\,\%$; $f = 50\,Hz \ldots 15\,kHz$				
bei $U_{S1} = -U_{S2} = 5\,V$		1,2		1,2
$U_{S1} = -U_{S2} = 14\,V$	>10	12		
$U_{S1} = -U_{S2} = 17\,V$			>15	18,5
Klirrfaktor K in % bei $U_{S1} = -U_{S2} = 14\,V$; $P_0 = 0{,}15 \ldots 10\,W$; $f = 1\,kHz$	<1	0,2		
$U_{S1} = -U_{S2} = 17\,V$; $P_0 = 0{,}15 \ldots 15\,W$; $f = 1\,kHz$			<1	0,2
Bandbreite B in Hz bei $U_{S1} = -U_{S2} = 14\,V$; $P_0 = 6\,W$	$30 \ldots 10^5$			
$U_{S1} = -U_{S2} = 17\,V$; $P_0 = 6\,W$			$30 \ldots 10^5$	
Leerlaufspannungsverstärkung A_{Uoff} in dB				
bei $U_{S1} = -U_{S2} = 14\,V$; $f = 1\,kHz$		100		
$U_{S2} = -U_{S2} = 17\,V$; $f = 1\,kHz$				100
Eingangsruhestrom in nA		150		150

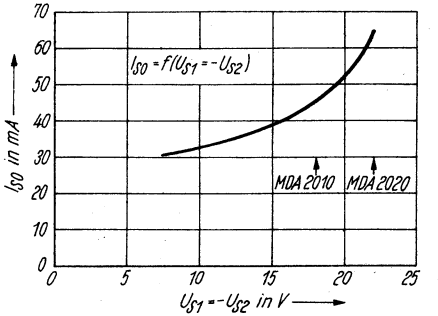


Bild 1.18
Typische Abhängigkeit des Ruhestromes I_{S0} von den Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2}$

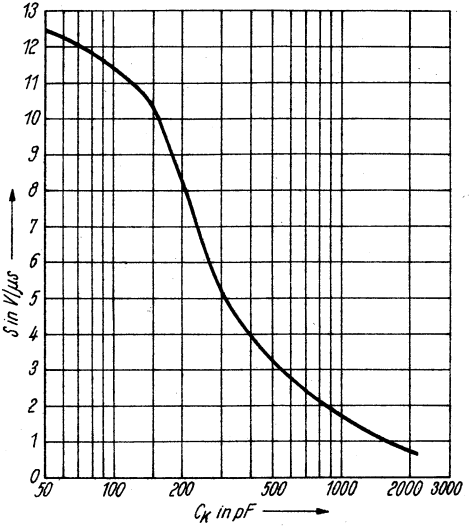


Bild 1.20 Typische Abhängigkeit der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit S der Ausgangsspannung vom verwendeten Kompensationskondensator C_K

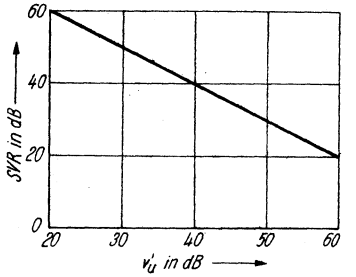


Bild 1.19
Betriebsspannungsunterdrückung SVR als Funktion der eingestellten Verstärkung v'_u

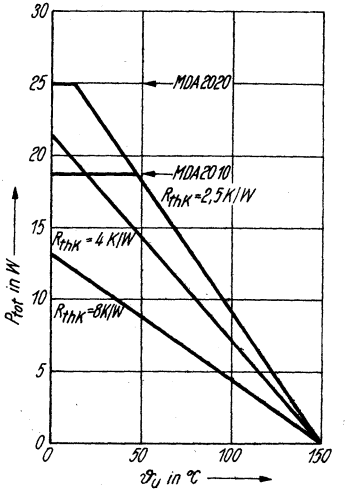


Bild 1.21 Abhängigkeit der zulässigen Verlustleistung P_{tot} von der Umgebungstemperatur ϑ_U bei unterschiedlichen Kühlkörperwärmewiderständen R_{thK}

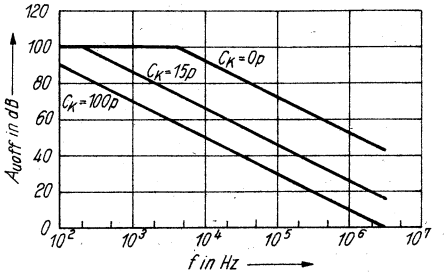


Bild 1.22
Abhängigkeit der Leerlaufspannungsverstärkung A_{uoff} von der Frequenz f bei den Leistungsoperationsverstärkern *MDA2010* und *MDA2020*

1.5. Allgemeingültige Hinweise zur Applikation von integrierten Leistungsoperationsverstärkern

Leistungsoperationsverstärker sind Bauelemente, deren Leerlaufspannungsverstärkung sehr hoch ist und die gleichzeitig große Ausgangsleistungen abgeben können. Diese Eigenschaften und die große Bandbreite der Verstärker zwingen dazu, daß man bei ihrer praktischen Anwendung einige Regeln beachten muß, wenn Einsatzerfolge nicht ausbleiben sollen. Sofern nicht ausdrücklich auf einen bestimmten Typ Bezug genommen wird, gelten die nachstehenden Hinweise typunabhängig für alle in Abschnitt 1.1. bis Abschnitt 1.4. beschriebenen Leistungsoperationsverstärker sowie deren Vergleichstypen.
Leistungsoperationsverstärker können sowohl mit 2 Versorgungsspannungen unterschiedlicher Polarität als auch mit einer einfachen Versorgungsspannung (Bild 1.23) betrieben werden. Wenn man mit 2 Speisespannungen arbeitet, sollten die beiden Spannungsbeträge identisch sein, weil nur dann eine gegenüber dem Massepotential symmetrische Aussteuerung des Verstärkers möglich ist. Die Anordnung nach Bild 1.23 liefert im Vergleich mit der im Bild 1.6 dargestellten Möglichkeit dann identische Daten, wenn für den Auskoppelkondensator *C7* ein solcher mit großer Kapazität benutzt wird. Weiterhin muß man zur Vermeidung von Netzbrummen den Spannungsteiler aus den Wider-

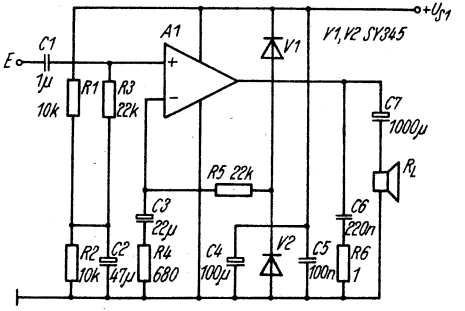


Bild 1.23
Grundschaltung eines NF-Leistungsverstärkers mit einfacher Versorgungsspannung

ständen $R1$ und $R2$ sorgfältig mit dem Kondensator $C2$ nach Massepotential abblocken. Die Brummspannungsunterdrückung der Leistungsoperationsverstärker ist so gut, daß ein Stabilisieren der Speisespannung entfallen kann, wenn nicht andere Gründe für eine solche Maßnahme sprechen. Grundsätzlich muß die Speisespannung **direkt** am Schaltkreis nach Massepotential abgeblockt werden. Diese Aufgabe erfüllen im Bild 1.6 die Kondensatoren $C2$ bis $C5$. Für $C2$ und $C4$ verwendet man Elektrolytkondensatoren zwischen 47 und 220 μF, während $C3$ und $C5$ keramische Scheibenkondensatoren mit einem Wertebereich von 47 bis 220 nF sein sollten. Im Bild 1.23 übernehmen die Kondensatoren $C4$ und $C5$ die Abblockfunktion, die in analoger Weise auch bei Operationsverstärkern kleiner Leistung üblich ist. Die Verstärker arbeiten, besonders unter Last, nur mit dem angeschlossenen Boucherot-Glied, das sind $R6$ und $C6$ im Bild 1.23, stabil. Diese beiden Bauelemente müssen ebenfalls dicht am Schaltkreis montiert werden. Keinesfalls darf das genannte RC-Glied nach dem Koppelkondensator $C7$ angeschlossen sein.

Aus technologischen Gründen arbeiten in integrierten Leistungsoperationsverstärkern die Endstufentransistoren nahe der Grenze der für sie erlaubten Kollektor-Emitter-Spannung. Die geringen Spannungsreserven erfordern deshalb einen zuverlässig wirkenden Schutz der Endstufe vor Überspannungen, die z. B. dann auftreten können, wenn der Leistungsoperationsverstärker

mit einer induktiven Last betrieben wird. In den Schaltungen nach Bild 1.6 bzw. Bild 1.23 übernehmen die schnellen Leistungsdioden V1 und V2 diese Aufgabe. Die Dioden sperren im Normalfall und behindern die Arbeitsweise des Verstärkers deshalb keineswegs. Die Dioden V1 und V2 leiten aber, z. B. im Bild 1.6, immer dann, wenn die der Ausgangsspannung überlagerten induktiven Spannungsspitzen die Speisespannungen um den Betrag der Flußspannungen von V1 bzw. V2 überschreiten.
Besondere Aufmerksamkeit muß dem Entwurf der Leiterplatte gewidmet werden. Diese ist unbedingt so zu gestalten, daß sich für Speisespannungs-, Masse- und Lastwiderstandsanschluß kleinstmögliche Impedanzen ergeben. Wünschenswert ist ein sternförmiger Bezugspunkt, an dem sich alle Massepotential führenden Leitungen treffen. An diesen Punkt schließt man auch die Bezugsleitung des Verstärkereingangs an. Weitere Hinweise zu diesen Problemen findet man in [10].
Die von den Leistungsoperationsverstärkern produzierte Verlustleistung muß mit Hilfe geeigneter Kühlvorrichtungen in Form von Wärme an die Umgebung abgeleitet werden. In diesem Zusammenhang ein Hinweis auf die nicht unbeträchtliche Ruheverlustleistung der Verstärker. Besonders im Fall hoher Versorgungsspannungen sollte auch ein Leerlaufbetrieb ohne Kühlkörper vermieden werden.
Es ist vorteilhaft, wenn man den Kühlkörper ohne isolierende Zwischenlage direkt mit der metallischen Gehäuseoberfläche des Leistungsoperationsverstärkers verbindet. Man muß aber beachten, daß das Befestigungsblech des *TO 220/5*-Gehäuses der Bausteine *A 2030* und *B 165* bzw. der Kupferblock bei den Verstärkern *MDA 2010* und *MDA 2020* das Potential der negativen Versorgungsspannung aufweisen. Der Kühlkörper führt aus diesem Grund nur dann Massepotential, wenn der Verstärker mit einfacher Speisespannung betrieben wird. Eine Wärmeleitpaste auf der Basis von Silikonfetten kann den thermischen Kontakt zwischen Schaltkreis und Kühlkörper beachtlich verbessern. Nach einem Vorschlag des Herstellers vermindert auch ein zusätzlicher Bügel über die Schaltkreise *A 2030* bzw. *B 165* den thermischen

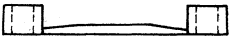


Bild 1.24 Abstandsteil aus Plaste für die Leiterplattenmontage der Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020*

Widerstand zwischen dem Bauelement und seinem Kühlkörper. Die Praxis zeigt, daß dieser zusätzliche mechanische Aufwand meistens nicht nötig ist, weil das *TO 220/5*-Gehäuse bei korrekter Montage einen ausreichenden Wärmeübergang ermöglicht.
Erheblich aufwendiger und sorgfältiger muß allerdings die Kühlvorrichtung bei den Leistungsoperationsverstärkern *MDA 2020* und *MDA 2010* montiert werden. Zusammen mit dem Schaltkreis liefert der Hersteller das im Bild 1.24 dargestellte Plastteil, das man vor dem Einsetzen des Verstärkers in die Leiterplatte unter die IS legt. Seitlich befinden sich im Plastteil 2 Bohrungen für die Verbindungsschrauben zwischen Leiterplatte und Kühlvorrichtung: Die beiden Schrauben sind vor dem Einlöten des Leistungsoperationsverstärkers gleichmäßig anzuziehen. Dabei ermöglicht das zwischen der IS und der Leiterplatte befindliche Plastteil die Übertragung der erforderlichen Anpreßkraft, ohne die Anschlußstifte des Bauelementes zu belasten.
Welche Kühlkörperbauform im Einzelfall verwendet wird, hängt von der maximal zu erwartenden Verlustleistung P_{tot} des Leistungsoperationsverstärkers, vom oberen Grenzwert der Umgebungstemperatur ϑ_{Umax} bei der die Anordnung gerade noch betriebsfähig sein soll, und von den beiden thermischen Widerständen zwischen Chip und Montagefläche der IS sowie zwischen dieser und dem Kühlkörper ab. Den für die Auswahl des Kühlkörpers wichtigen R_{thK}, dieser Wärmewiderstand charakterisiert das Wärmeableitvermögen der Kühlvorrichtung, ermittelt man mit der nachstehenden Beziehung:

$$R_{thK} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{P_{tot}} - R_{thJC} - R_{thM} - R_{thI} \qquad (1)$$

In dieser Gleichung stehen R_{thM} und R_{thI} für thermische Widerstände, die aus den Montagebedingungen bzw. aus einer u. U. notwendigen Isolierzwischenlage resultieren. Tabelle 1.6. und Tabelle 1.7. enthalten typische Werte dieser beiden Wärmewiderstände [11].

Tabelle 1.6. Richtwerte für den Wärmewiderstand R_{thM} bei verschiedenen Montagebedingungen

R_{thM} in K/W	Montagebedingungen
0,7	Kühlvorrichtung eloxiert
0,5	Kühlvorrichtung nicht eloxiert
0,3	Kühlvorrichtung eloxiert, mit Paste
0,2	Kühlvorrichtung nicht eloxiert, mit Paste

Tabelle 1.7. Richtwerte für den Wärmewiderstand R_{thI} unterschiedlicher Isolierzwischenlagen

R_{thI} in K/W	Isolierzwischenlage
1,2	Glimmerscheibe 50 μm
1,4	Glimmerscheibe 100 μm
1,0	Hartpapierscheibe 100 μm
0,6	Glimmerscheibe 100 μm, beidseitig mit Silikonfett bestrichen

Es ist zweckmäßig, für die Kühlvorrichtung Produkte zu nutzen, deren äußere Form für den vorgesehenen Zweck optimiert wurde. Besonders sind die sogenannten Fingerkühlkörper aus gestanztem Aluminiumblech und stranggepreßte Kühlkörperprofile aus Aluminium geeignet. Bild 1.25 und Bild 1.26 zeigen platzsparende Fingerkühlkörper für wenig Raum benötigende Aufbauten. Im Bild 1.27 sind 3 handelsübliche Kühlkörperprofile dargestellt. Ihre Kennwerte findet man in Bild 1.28 bis Bild 1.30 grafisch dargestellt [11] und [12]. Natürlich können auch

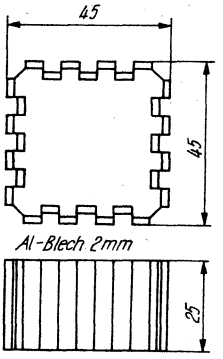


Bild 1.25
Abmessungen eines Fingerkühlkörpers aus Aluminium mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} = 6\,K/W$

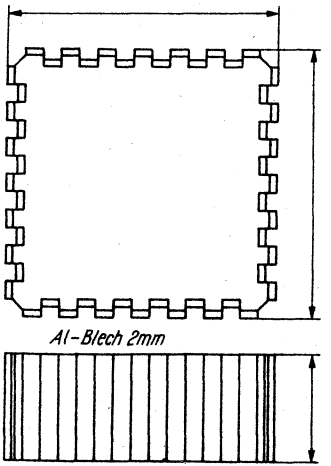


Bild 1.26
Abmessungen eines Fingerkühlkörpers aus Aluminium mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} = 4\,K/W$

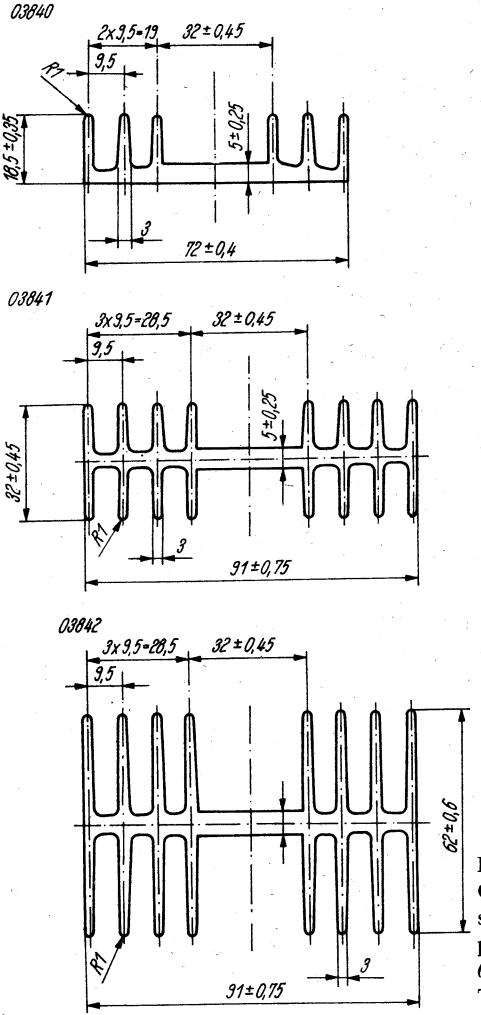


Bild 1.27
Querschnittsabmessungen der Kühlkörperprofile *03840*, *03841* und *03842* nach TGL *26151*

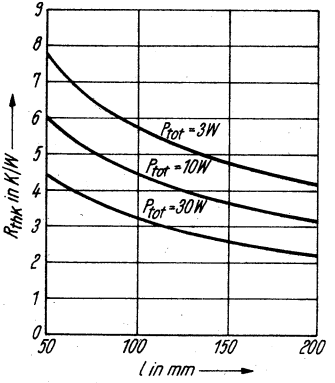


Bild 1.28
Zusammenhang zwischen der Länge l des Kühlkörperprofils *03840* und dem Wärmewiderstand R_{thK}

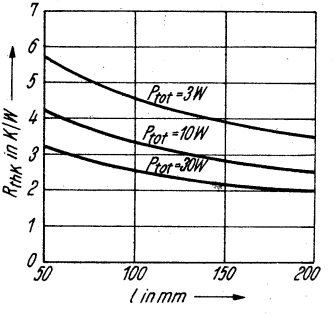


Bild 1.29
Zusammenhang zwischen der Länge l des Kühlkörperprofils *03841* und dem Wärmewiderstand R_{thK}

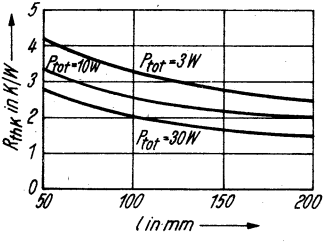


Bild 1.30
Zusammenhang zwischen der Länge l des Kühlkörperprofils *03842* und dem Wärmewiderstand R_{thK}

selbstgefertigte Kühlkörper oder Bleche benutzt werden. Häufig sind diese aber erheblich voluminöser als vergleichbare Wärmeableitvorrichtungen der Industrie, und der mit integrierten Leistungsoperationsverstärkern sonst mögliche kompakte Aufbau läßt sich nur teilweise realisieren.

Zum Abschluß der allgemeinen Anwendungshinweise nun noch einige Bemerkungen zu möglichen Korrekturen des Frequenzganges der Leerlaufspannungsverstärkung von Leistungsoperationsverstärkern. Die Bauelemente *MDA 2010* und *MDA 2020* werden mit einem Kondensator extern frequenzkompensiert. Es ist deshalb relativ einfach, den Frequenzgang der Leerlaufverstärkung den jeweiligen Erfordernissen einer praktischen Schaltung anzupassen. Für einige ausgewählte Kompensationskapazitäten zeigt Bild 1.22 den resultierenden Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung. Mit Hilfe der im Bild 1.31 angegebenen Kennlinien kann man den Kompensationskondensator bestimmen, wenn die erforderliche Bandbreite und die Spannungsverstärkung vorgegeben sind. Der Ausgang der Treiberstufe ist bei den Leistungsoperationsverstärkern *MDA 2010* und *MDA 2020* über den Anschlußstift 10 zugänglich. Es sind deshalb

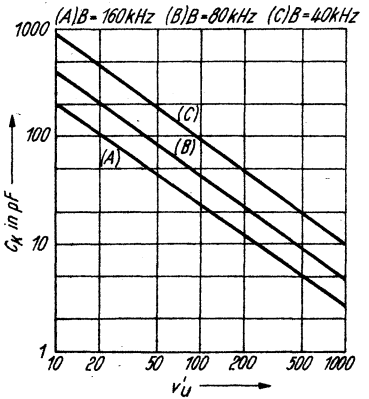


Bild 1.31
Diagramm zur Bestimmung des externen Kondensators C_K zur Frequenzkompensation der Leistungsoperationsverstärker *MDA 2010* und *MDA 2020*

bei diesen Bauelementen auch Konfigurationen für die Frequenzkompensation denkbar, die von dem im Bild 1.17 dargestellten Vorschlag des Herstellers abweichen.
Die Leistungsoperationsverstärker *A2030* und *B165* sind intern frequenzkompensiert. Die zu diesem Zweck eingesetzte Kapazität C_k im Bild 1.2 ist so dimensioniert, daß typische NF-Verstärker mit den Bausteinen *A2030* oder *B165* eine obere Grenzfrequenz f_g von 150 bis 200 kHz aufweisen. Das ist nicht immer wünschenswert, und der Anwender möchte in manchen Fällen die Bandbreite des Verstärkers mit externen Bauelementen senken. Bild 1.32 zeigt die dann anzuwendenden Maßnahmen. Die parallel zum Gegenkopplungswiderstand $R3$ liegende RC-Kombination $R4$ und $C3$ bestimmt hier die Grenzfrequenz. $R4$ und $C3$ dimensioniert man abhängig von der gewünschten Bandbreite B mit Hilfe der nachstehenden Gleichungen:

$$R4 = 3 \cdot R2 \tag{2}$$

$$C3 = \frac{1}{2 \cdot B \cdot R3} \tag{3}$$

Im Bild 1.32 sind für 3 verschiedene RC-Glieder die sich bei 2 unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren ergebenden Frequenzgänge der Spannungsverstärkung eingetragen.
Die interne Frequenzkompensation der Leistungsoperationsverstärker *A2030* bzw. *B165* sichert deren stabile Arbeitsweise, solange die Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung nicht den Wert $v'_u = 10\,\text{dB}$ unterschreitet. Besonders kritisch werden die Verhältnisse, wenn die Anwenderschaltung eine vollständige Gegenkopplung, also eine Spannungsverstärkung von $v'_u = 0\,\text{dB}$, erfordert. Bild 1.33 und Bild 1.34 demonstrieren dies für einen invertierend und einen nichtinvertierend betriebenen Verstärker. In beiden Fällen muß zur Frequenzkompensation ein zusätzliches RC-Glied, in den beiden Bildern sind das jeweils die Bauelemente $R1$ und $C1$, vom invertierenden Eingang nach Massepotential geschaltet werden. Zur Bestimmung der Kompensationselemente $R1$ und $C1$ bei dem nichtinvertierenden Verstärker bedient man sich der nachstehenden Gleichungen:

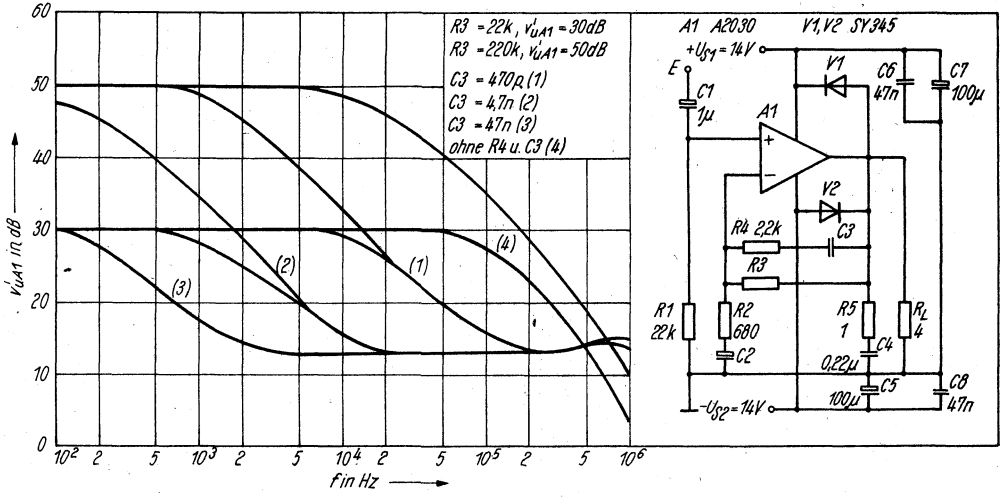


Bild 1.32
Möglichkeiten zur Frequenzgangkorrektur bei den Leistungsoperationsverstärkern *A2030* und *B165*

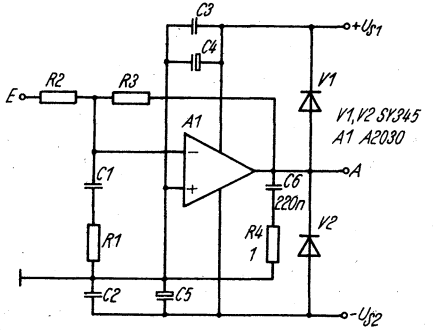


Bild 1.33
Invertierender Spannungsverstärker mit externem RC-Glied zur Frequenzkompensation

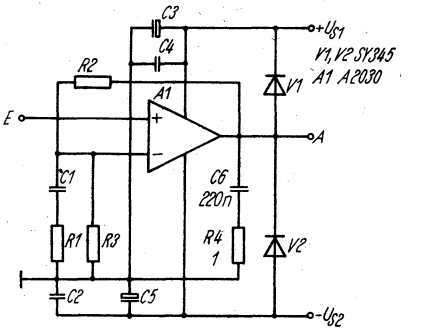


Bild 1.34
Nichtinvertierender Verstärker mit externem RC-Glied zur Frequenzkompensation

$$R1 = \frac{R2}{3 - R2/R3} \tag{4}$$

$$C1 = \frac{15 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}{R1} \tag{5}$$

Für den invertierenden Verstärker gelten für $R1$ und $C1$ die Formeln:

$$R1 = \frac{R3}{2 - R3/R2} \tag{6}$$

$$C1 = \frac{15 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}{R1} \tag{7}$$

Trotz korrekter Dimensionierung der zusätzlichen Kompensationselemente entsprechend der Beziehungen (4) bis (7) kann die praktische Schaltung zu unkontrollierbaren Rückkopplungen neigen. Eine denkbare Ursache wäre z. B. ein außerhalb der Norm liegender interner Kompensationskondensator. In solchen Fällen kann man in der Regel meist dadurch eine stabile Arbeitsweise erzwingen, daß man den Wert des Widerstandes $R1$ niedriger als errechnet dimensioniert.

2. Der Einsatz von Leistungsoperationsverstärkern in NF-Verstärkern

Triebkraft für die Entwicklung integrierter Leistungsoperationsverstärker waren unzweifelhaft Wünsche und Forderungen aus den Bereichen der Konsumgüterelektronik nach einem modernen Hi-Fi-Verstärker, der die oft bauelementeintensiven diskreten Schaltungskonzepte ablösen sollte. Erwartet wurde neben einer höheren Zuverlässigkeit ein montagefreundliches Bauelement, das auch zusätzliche Aufgaben erfüllen kann, die in diskreter Technik nicht oder nur sehr aufwendig und damit kostenintensiv zu verwirklichen waren. Trotz verminderter Zahl von Bauelementen sollten sich mit den Leistungsverstärkern eine Vielzahl von Schaltungsmöglichkeiten verwirklichen lassen, damit dem Anwender ausreichend Spielraum für eigene Ideen bleibt.

Die im Abschnitt 1. erläuterten Leistungsoperationsverstärker erfüllen die Forderungen und Wünsche in nahezu idealer Weise. Schon Bild 1.6, Bild 1.17 und Bild 1.23 demonstrierten, wie wenig zusätzliche externe Bauelemente der Aufbau eines hochwertigen NF-Verstärkers erfordert. Der folgende Abschnitt erläutert einige Schaltbeispiele für NF-Leistungsverstärker. Aus den vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten werden zuerst ein NF-Leistungsverstärker mit aktiver Klangregelung und anschließend das Konzept für eine 2-Weg-Aktiv-Lautsprecherbox vorgestellt. Manchmal genügt die den integrierten Leistungsoperationsverstärkern entnehmbare Leistung nicht. Einen Ausweg bildet dann die Brückenschaltung aus 2 Verstärkern oder die Erweiterung des Leistungsoperationsverstärkers mit externen Transistoren, die zusätzlich den Strom liefern, den der Leistungsoperationsverstärker nicht bereitstellen kann. Beide Varianten werden an Hand von Schaltbeispielen ebenfalls erläutert.

2.1. NF-Leistungsverstärker mit aktiver Klangregelung

Die Flexibilität integrierter Leistungsoperationsverstärker bei Anwendungen im NF-Bereich soll an Hand des im Bild 2.1 gezeigten Stromlaufplans demonstriert werden. Hier befindet sich im Gegenkopplungszweig des Verstärkers ein frequenzabhängiges, regelbares Netzwerk, das in weiten Grenzen den Frequenzgang der Spannungsverstärkung beeinflussen kann. Eine solche Lösung wird als aktive Klangregelung bezeichnet. Sie hat im Vergleich mit den nach dem Spannungsteilerprinzip wirkenden passiven Klangregelschaltungen 2 wichtige Vorteile. Einmal mindert der nichtgenutzte, weil gegengekoppelte, Teil der Gesamtverstärkung den Klirrfaktor des NF-Verstärkers. Zum anderen ermöglicht die aktive Klangregelschaltung eine weitgehend ideale Einstellcharakteristik mit Hilfe von Potentiometern, deren Widerstand sich linear mit dem Drehwinkel ändert. Der im Bild 2.1 gezeigte NF-Verstärker ist für Lastwiderstände von $R_L = 4\,\Omega$ oder $R_L = 8\,\Omega$ geeignet und kann dabei Ausgangsleistungen von wenigstens $P_0 = 15\,\text{W}$ bzw. $P_0 = 8\,\text{W}$ abgeben. Seine Spannungsverstärkung beträgt bei $f = 1\,\text{kHz}$ bzw. bei Mittelstellung der Potentiometer $R6$ und $R9$ im Frequenzbereich von 30 bis 30 kHz $v'_{uA1} = 30\,\text{dB}$, so daß zur Vollaussteuerung eine effektive Eingangsspannung von $u_{eeff} = 0{,}27\,\text{V}$ nötig ist. Die aus den Extremstellungen der Potentiometer $R6$ und $R9$ resultierenden Frequenzgänge der Spannungsverstärkung sind im Bild 2.2 eingezeichnet.

Der NF-Verstärker arbeitet mit einfacher Versorgungsspannung $U_{S1} = 28\,\text{V}$, aus der der Spannungsteiler mit den Widerständen $R4$ und $R5$ die Vorspannung für den nichtinvertierenden Eingang von A1 ableitet. Voraussetzung für die volle Wirksamkeit der aktiven Klangregelung ist eine niederohmige Signalquelle, die im Bild 2.1 der in Kollektorschaltung betriebene Transistor V1 realisiert. Seine Basisvorspannung erhält V1 über den Widerstand $R1$, dessen Wert praktisch gleichzeitig auch den Eingangswiderstand des Verstärkers darstellt.

In der Mittelstellung der Potentiometer $R6$ und $R9$ bzw. unab-

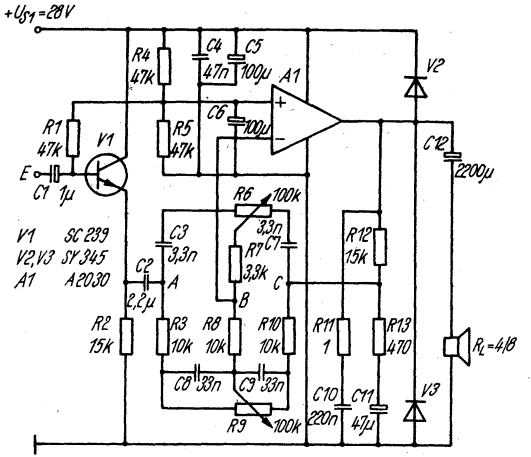


Bild 2.1 Stromlaufplan des NF-Leistungsverstärkers mit aktiver Klangregelung

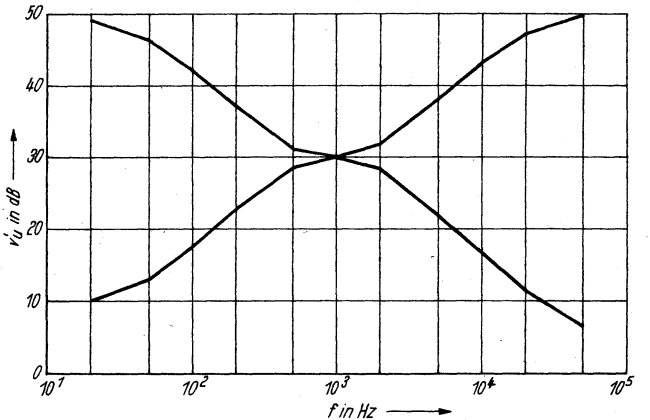


Bild 2.2 Frequenzgang des NF-Verstärkers mit aktiver Klangregelung

hängig von ihrer jeweiligen Position bei $f = 1\,\text{kHz}$ sollte die Spannungsverstärkung $v'_{uA1} = 30\,\text{dB}$ betragen. Sie ist eine Funktion des Verhältnisses der beiden Widerstände $R12$ und $R13$ und kann mit Hilfe der folgenden Gleichung errechnet werden:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R12}{R13} \tag{8}$$

Bei einer Umdimensionierung sollte man darauf achten, daß der Wert des Widerstandes $R13$ erheblich kleiner sein muß als Widerstandswerte der Potentiometer $R6$ und $R9$. Zur Funktionserläuterung der aktiven Klangregelschaltung kann man die zwischen den Punkten A und B bzw. B und C wirkenden frequenzabhängigen Widerstände mit R_{AB} und R_{BC} benennen. Unter Einbeziehung dieser Widerstände erhält man für die Spannungsverstärkung des NF-Verstärkers die Gleichung:

$$v'_{uA1} = \left(1 + \frac{R12}{R13}\right) \cdot \frac{R_{BC}}{R_{AB}} \tag{9}$$

In dieser Gleichung wurde davon ausgegangen, daß die Spannungsverstärkung des Transistors V1 etwa 1 beträgt. Unterhalb der Frequenz $f = 1\,\text{kHz}$, also im Bereich tiefer Signalfrequenzen, sind die Kondensatoren $C3$ und $C7$ hochohmig. Vom Schleifer des Höhereglers $R6$ fließt aus diesem Grund kein nennenswerter Strom in den Summationspunkt des Verstärkers, und das Potentiometer $R6$ hat keine Wirkung. Zwischen 1 kHz und 100 Hz bestimmen die den Teilwiderständen des Tiefenreglers parallelgeschalteten Kondensatoren $C8$ und $C9$ das Verhältnis R_{BC}/R_{AB}, welches unterhalb von etwa $f = 100\,\text{Hz}$ ausschließlich von den Teilwiderständen des Potentiometers $R9$ abhängt. Die maximal mögliche Anhebung bzw. Absenkung begrenzen die Widerstände $R3$ und $R10$.

Oberhalb von $f = 1\,\text{kHz}$ überbrücken die Kondensatoren $C8$ und $C9$ das Potentiometer $R9$, das deshalb in diesem Frequenzbereich keinen Einfluß auf den Frequenzgang hat. Die Widerstände der Kondensatoren $C3$ und $C7$ vermindern sich mit steigender Signal-

frequenz. Mit dem Potentiometer $R6$ läßt sich deshalb jetzt das Verhältnis R_{BC}/R_{AB} variieren und der Frequenzgang im Gebiet hoher Frequenzen beeinflussen. Wenn schließlich die Kondensatoren $C3$ und $C7$ einen vollständigen Kurzschluß bilden, limitieren die beiden Widerstände $R7$ und $R8$ die maximal einstellbare Anhebung bzw. Absenkung.

2.2. 2weg-Lautsprecherbox mit aktiven Frequenzweichen

Mit integrierten Leistungsoperationsverstärkern kann man problemlos aktive Mehrweg-Lautsprecherboxen mit eingebautem NF-Verstärker aufbauen. Dabei wird das abzustrahlende Frequenzspektrum auf unterschiedliche Lautsprecher, die für den betreffenden Frequenzbereich optimal geeignet sind, aufgeteilt. Jeder Lautsprecher verfügt über einen eigenen Verstärker, dessen Frequenzgang der Spannungsverstärkung dem geforderten Übertragungsbereich entspricht. Diese Lösung vermeidet die bei passiven Lautsprechern nötigen aufwendigen Filter und damit auch die in ihnen begründeten Leistungsverluste. Zusätzlich steigt auf Grund der praktisch leistungslosen Steuerung einer aktiven Lautsprecherbox der Gesamtwirkungsgrad der Anlage erheblich, wobei sich nebenbei auch beachtliche Mengen an niederohmigem Kupferkabel einsparen lassen. Erkauft werden diese Vorteile mit einem höheren technischen Aufwand und einer den Bedingungen entsprechenden Netzstromversorgung.
Bild 2.3 stellt den Stromlaufplan einer 2weg-Lautsprecherbox mit aktiven Frequenzweichen dar. Die beiden Leistungsverstärker arbeiten mit einfacher Spannungsversorgung von $U_{S1} = 28\,V$ und liefern bei dem Nennwert der Speisespannung eine Ausgangsleistung von wenigstens $P_0 = 15\,W$, wenn die Lastwiderstände $R_{L1} = R_{L2} = 4\,\Omega$ betragen. In die jeweilige Verstärkerschaltung wurden aktive Filter eingefügt, die als Tief- bzw. Hochpaßfilter 2. Grades wirken und die Frequenzbereiche trennen. Die Übernahmefrequenz betrug $f_ü = 2{,}5\,kHz$ und richtete sich nach den verwendeten Lautsprechern. Die aktiven Filter arbei-

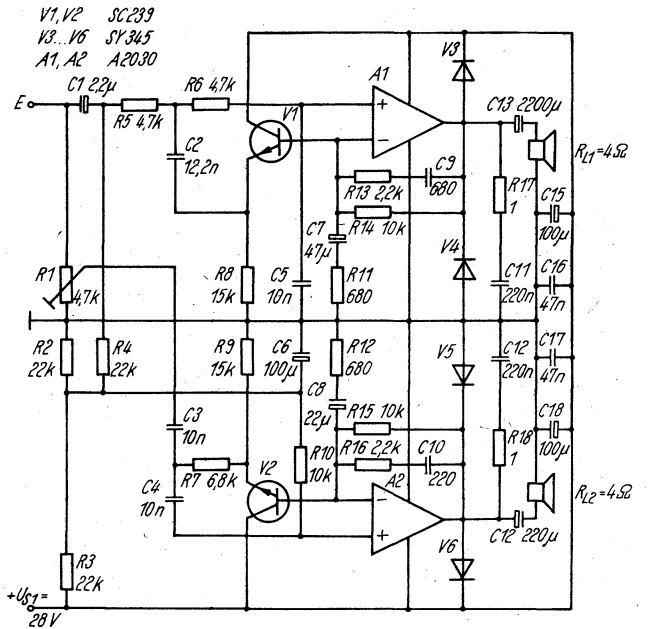


Bild 2.3 Stromlaufplan einer 2-Weg-Lautsprecherbox mit aktiven Frequenzweichen

ten nach dem Prinzip der Einfachmitkopplung und haben Besselcharakteristik. Dieser Filtertyp zeichnet sich durch ein optimales Rechteckverhalten aus. Weiterhin ist die Gruppenlaufzeit weitgehend frequenzunabhängig, und der Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich verläuft weniger abrupt als bei anderen Filtertypen.

Im Durchlaßbereich der Filter haben beide Leistungsverstärker eine Spannungsverstärkung von $v'_{uA1} = v'_{uA2} = 24\,\text{dB}$, die man mit Hilfe der Widerstände $R11$, $R14$, $R12$ und $R15$ festlegt. Es gelten die Gleichungen:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R14}{R11} \tag{10}$$

$$v'_{uA2} = 1 + \frac{R15}{R12} \tag{11}$$

Die RC-Kombinationen $R13$ und $C9$ sowie $R16$ und $C10$ senken die Spannungsverstärkung bei Signalfrequenzen, die oberhalb des hörbaren Bereiches liegen. Mit dem Einstellpotentiometer $R1$ läßt sich die vom Hochtonlautsprecher abgegebene Leistung verändern und damit die Box abstimmen. Nähere Hinweise zu dieser Problematik findet man in [10].

Das Filter für die tiefen und mittleren Frequenzbereiche bilden die Bauelemente R5, R6, R8, C2 und C5 sowie der Transistor V1. Die Mitkopplung des 1. Tiefpasses aus $R5$ und $C2$ über $C2$ erfordert eine Spannung, die betrags- und phasengleich mit der Verstärkereingangsspannung sein muß. Eine solche Wechselspannung liegt am invertierenden Eingang von A1 vor, und der Transistor V1 leitet sie dem Filter mit niedrigem Quellwiderstand zu. Bei ausreichendem Abstand von der Grenzfrequenz f_g des Filters, sie entspricht der Übernahmefrequenz der praktischen Schaltung, sinkt die Filterausgangsspannung mit einer Steilheit von 12dB/Frequenzoktave ab. Für die Umdimensionierung des Besselfilters gelten bei einer Vorgabe von $R = R5 = R6$ für die Berechnung der Kondensatoren $C2$ und $C5$ in Abhängigkeit von f_g die nachstehenden Gleichungen:

$$C2 = \frac{0{,}618}{\pi \cdot f_g \cdot R \cdot 1{,}362} \tag{12}$$

$$C5 = \frac{1{,}362}{4 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R} \tag{13}$$

Den dem 2. Leistungsverstärker vorgeschalteten Hochpaß verwirklichen die Bauelemente $R7$, $R9$, $R10$, $C3$, $C4$ und der Transistor V2. Die Einfachmitkopplung erfolgt hier über den Widerstand $R7$. Bei $C = C3 = C4$ ergeben sich die Widerstände $R7$ und

$R10$ bei einer anderen Grenzfrequenz f_g mit Hilfe der folgenden Beziehungen:

$$R7 = \frac{1{,}362}{4 \cdot \pi \cdot f_g \cdot 0{,}618 \cdot C} \tag{14}$$

$$R10 = \frac{1}{\pi \cdot f_g \cdot 1{,}362 \cdot C} \tag{15}$$

Die Arbeitspunkte beider Leistungsoperationsverstärker legt der Spannungsteiler aus den Widerständen $R2$ und $R3$ fest. Die so bereitgestellte Mittenspannung gelangt einmal über $R4$ bis $R6$ zum nichtinvertierenden Eingang von A1 und zum anderen über $R10$ zum entsprechenden Eingang von A2. Bild 2.4 verdeutlicht die geschilderten Zusammenhänge.

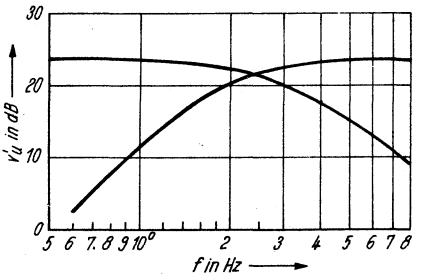


Bild 2.4
Spannungsfrequenzgänge der beiden NF-Leistungsverstärker

2.3. 3 Möglichkeiten zur Vergrößerung der Ausgangsleistung von NF-Verstärkern mit integrierten Leistungsoperationsverstärkern

Manchmal können die im Abschnitt 1. beschriebenen Leistungsoperationsverstärker die vom Anwender für nötig erachtete Leistung nicht bereitstellen. In solchen Fällen kann man 2 Leistungsoperationsverstärker in Brückenschaltung betreiben. Mit dieser Methode vervierfacht sich die zur Verfügung stehende Nutzlei-

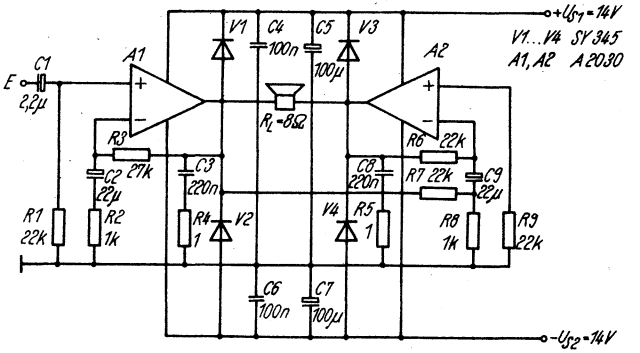


Bild 2.5 Stromlaufplan eines Brückenverstärkers mit Leistungsoperationsverstärkern

stung, wenn der Lastwiderstand und die Speisespannung die gleichen Werte haben wie bei der normalen Verstärkerschaltung. Es ist aber auch möglich, die Leistungsoperationsverstärker mit Hilfe zusätzlicher diskreter Transistoren zu erweitern, die dann anteilig den Strom liefern, den die Leistungsoperationsverstärker nicht abgeben können.

Der Brückenverstärker nach Bild 2.5 gibt bei Nennspeisespannungen von $U_{S1} = U_{S2} = 14\,\text{V}$ an den Lastwiderstand von $R_L = 8\,\Omega$ eine Ausgangsleistung von wenigstens $P_0 = 35\,\text{W}$ ab. A1 arbeitet als nichtinvertierender Verstärker mit einer Spannungsverstärkung von $v'_{uA1} = 29\,\text{dB}$. Es gilt die Beziehung:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R3}{R2} \tag{16}$$

A2 wird als invertierender Verstärker mit einer Spannungsverstärkung von $v'_{uA2} = -1$ betrieben, die rechnerisch mit der folgenden Gleichung ermittelt werden kann:

$$v'_{uA2} = -\frac{R6}{R7} \tag{17}$$

Der Verstärker mit A2 erhält sein Steuersignal vom Ausgang des mit A1 aufgebauten Verstärkers, deshalb bezeichnet man diese Anordnung in der Literatur auch als Serien-Brückenschaltung. Sie hat den Nachteil, daß das Steuersignal für den invertierenden Verstärker vom Ausgang des nichtinvertierenden Verstärkers bereitgestellt wird. Der Klirrfaktor der Ausgangsspannung über R_L ist aus diesem Grund zwangsläufig größer als bei einem einfachen Verstärker, weil die Steuerspannung des invertierenden Verstärkers einen Klirrfaktor aufweist.

Man kann die Ausgangsleistung aber auch mit der Schaltung nach Bild 2.6 vergrößern. Die beiden zueinander komplementären Leistungstransistoren V1 und V2 liefern den zusätzlichen Laststrom, den der Leistungsoperationsverstärker nicht abgeben kann. Der NF-Verstärker wird mit einfacher Versorgungsspannung betrieben und erzeugt bei Nennspannung von $U_{S1} = 36\,V$ an dem Lautsprecher mit $R_L = 4\,\Omega$ eine minimale Leistung von $P_0 = 32\,W$. Die Funktion des erweiterten Verstärkers kann wie folgt näher erläutert werden. Die Versorgungsspannungsanschlüsse des Leistungsoperationsverstärkers sind nicht direkt, sondern über die niederohmigen Widerstände $R6$ und $R7$ mit dem Massepotential bzw. der Speisespannung verbunden. Solange der Last-

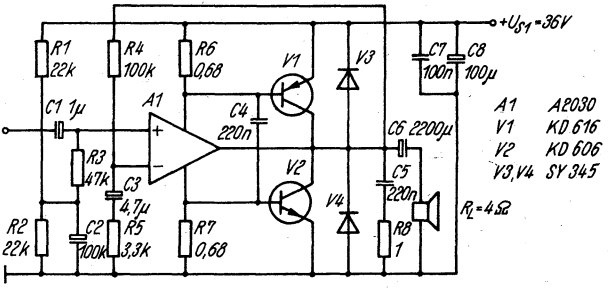


Bild 2.6 Leistungsoperationsverstärker mit zusätzlichen externen Transistoren

strom, er fließt je nach Polarität der Halbwelle auch über die Widerstände *R*6 und *R*7, so klein ist, daß die aus ihm resultierenden Spannungsabfälle über den Widerständen *R*6 und *R*7 niedriger sind als die zur Steuerung der Transistoren V1 und V2 erforderlichen Basis-Emitter-Spannungen, bleiben die zusätzlichen Transistoren ohne Einfluß. Der Leistungsoperationsverstärker liefert dann allein die nötige Ausgangsleistung. Erst wenn mit zunehmender Aussteuerung der Spitzenwert des Laststromes über den Wert von etwa $I_L = 1\,A$ wächst, öffnen die Transistoren V1 bei der positiven und V2 im Fall der negativen Halbwelle. Es stellt sich in den Kollektorkreisen von V1 und V2 jeweils gerade der zusätzliche Strom ein, der nötig ist, damit die Ausgangsspannung des Verstärkers ein verstärktes Abbild seiner Eingangsspannung ist.

Wie Bild 2.7 verdeutlicht, bilden die externen Transistoren zusammen mit den betreffenden internen Transistoren der Endstufe jeweils komplementäre Darlingtonstufen. Die Grenzwerte für die erreichbare positive oder negative Spitzenspannung am Ausgang des im Bild 2.6 gezeigten NF-Verstärkers ist aus diesem Grund mit den von A1 vorgegebenen Werten identisch. Die zusätzlichen Transistoren sind gesperrt, wenn kein Signal anliegt, es fließt auch kein Ruhestrom. Der vom Verstärker A1 bereitgestellte Laststrom hat einen so großen Anteil am Gesamtlaststrom, daß Übernahmeverzerrungen beim Einsetzen des Stromflusses der Transistoren V1 und V2 mit großer Sicherheit unter-

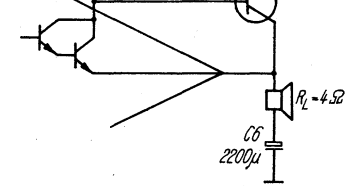


Bild 2.7
Darstellung des Zusammenwirkens des zusätzlichen Transistors V1 mit dem internen Endstufentransistor von A1

bleiben. Bei dieser und ähnlichen Anordnungen wird der Laststrom allerdings nicht begrenzt. Nur die thermische Verlustleistungsbegrenzung des Leistungsoperationsverstärkers A1 ist voll betriebsfähig.

Wie oben schon erwähnt, limitiert die maximale Ausgangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers den Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung des erweiterten Verstärkers . Mit einem wenig aufwendigen Schaltungstrick kann man diese Grenze umgehen und somit eine Aussteuerung bis nahe an die Speisespannung erreichen. Bild 2.8 zeigt einen entsprechenden Stromlaufplan. Die grundsätzliche Funktionsweise dieses NF-Leistungsverstärkers, er liefert bei einer Nennspeisespannung von $U_{S1} = 36\,V$ an den Lastwiderstand von $R_L = 4\,\Omega$ eine Leistung von minimal $P_0 = 37\,W$, entspricht der eben beschriebenen Schaltung. Allerdings weisen hier die Darlingtonstufen aus den internen Endstufentransistoren von A1 und den zusätzlichen Transistoren V1 bzw. V2 eine Spannungsverstärkung auf, die der Größe der Widerstände $R7$ und $R8$ proportional ist. Für die in

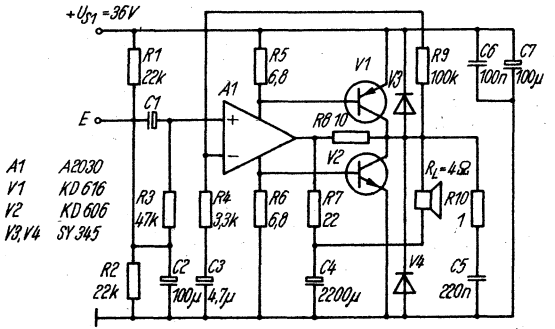


Bild 2.8 Leistungsoperationsverstärker mit zusätzlichen externen Transistoren

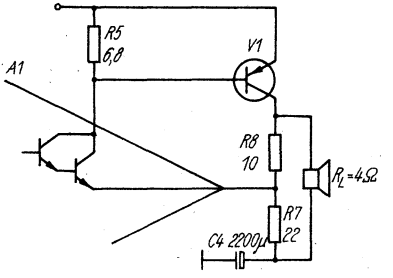


Bild 2.9
Darstellung des Zusammenwirkens des externen Transistors V1 mit dem internen Endstufentransistor des Leistungsoperationsverstärkers A1

den beiden Endstufenzweigen sich ergebende Spannungsverstärkung v'_{uend} gilt entsprechend Bild 2.9 die Gleichung:

$$v'_{uend} = 1 + \frac{R8}{R7} \tag{18}$$

Die Widerstandswerte wurden so festgelegt, daß $v'_{uend} = 1{,}5$ beträgt. Diese Maßnahme erlaubt eine Aussteuerung des Verstärkers bis in den Bereich der Sättigungsspannungen von V1 bzw. V2.

3. Die Verwendung von Leistungsoperationsverstärkern als Schalter für große Leistungen

Leistungsoperationsverstärker sind für den Betrieb als Schaltverstärker nicht optimiert. So verursachen die vergleichsweise großen Kollektor-Emitter-Restspannungen im eingeschalteten Zustand eine beachtenswerte Verlustleistung. Die nicht unbeträchtliche Ruheverlustleistung wirkt sich besonders im Fall stromlos geschalteter Last negativ aus. Vielfach kompensieren aber die Vorteile der Leistungsoperationsverstärker diese bei Leistungsschaltern eigentlich unerwünschten Eigenschaften. Nützlich ist z. B. oft die Möglichkeit, die zu steuernde Last vom Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers sowohl zum positiven als auch zum negativen Pol der Versorgungsspannung schalten zu können. Auch der sehr weitgehende Schutz des Leistungsoperationsverstärkers gegenüber möglichen Lastkurzschlüssen kann, insbesondere im Fall ungünstiger Einsatzbedingungen, für die Verwendung dieser Bauelemente als Leistungsschalter sprechen. Weiterhin lassen sich mit den 2 Eingängen einfach invertierende und nichtinvertierende Schaltverstärker verwirklichen, deren Steuerleistungsbedarf sehr niedrig ist. Schließlich ermöglicht der große zulässige Gleichtakteingangsspannungsbereich der Leistungsoperationsverstärker eine sehr freizügige Wahl der Referenzspannung, bei der der Leistungsschalter seinen Betriebszustand wechseln soll. Zusätzlich kann mit wenig externem Aufwand eine Schalthysterese erzeugt werden, die für manche Applikationen eine funktionelle Voraussetzung ist. Das folgende Kapitel erläutert einige typische Schaltverstärkerbeispiele, an denen die Vorteile der Leistungsoperationsverstärker recht gut demonstriert werden können.

3.1. Die Anwendung von Leistungsoperationsverstärkern in Interfaceschaltungen

Primär erfüllen die sogenannten Interfaceschaltungen die Funktion eines Bindegliedes, das Mikroprozessoren oder andere logische Baugruppen in CMOS- oder TTL-Technik mit Relais, Heizwiderständen, Lampen, Schütze, Motoren usw. koppelt. Dabei setzt die Interfaceschaltung meist leistungsschwache und normierte logische Signale in solche Pegel um, die zum Aktivieren der oben genannten Lasten ausreichen. Leistungsoperationsverstärker sind für diese Aufgabe auf Grund ihrer hohen Spannungsverstärkung, Kurzschlußfestigkeit, großen Spannungsfestigkeit sowie der geringen Steuerleistung ausgezeichnet brauchbar.
Bild 3.1 zeigt ein typisches Applikationsbeispiel. Der Inverter D1 repräsentiert die treibende Logikschaltung. Der Spannungsteiler mit den Widerständen $R1$ und $R2$ leitet aus der Versorgungsspannung der logischen Schaltung eine über dem Widerstand $R2$ abfallende Referenzspannung ab. Die Höhe der Vergleichsspannung ist von der für die Logikschaltung benutzten Technologie abhängig. Das Optimum wird erreicht, wenn man den Spannungsabfall U_{R2} über dem Widerstand $R2$ in Abhängigkeit der typischen logischen Ausgangspegel des Inverters D1 festlegt. Benennt man die Spannungswerte am Ausgang von D1 bei H-

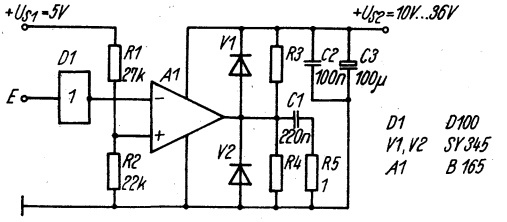


Bild 3.1 Leistungsoperationsverstärker als Schaltverstärker

bzw. L-Potential mit U_{OH} bzw. U_{OL}, so gilt für die Vergleichsspannung die Gleichung:

$$U_{R2} = \frac{U_{OH} - U_{OL}}{2} + U_{OL} \tag{19}$$

Die Widerstände $R3$ und $R4$ symbolisieren die zu treibenden Lastwiderstände. Die schnellen Dioden V1 und V2 können entfallen, wenn $R3$ und $R4$ rein ohmschen Charakter aufweisen. Im Bild 3.1 hat A1 die Funktion eines Inverters. Verbindet man dagegen den nichtinvertierenden Eingang mit dem Ausgang von D1 und den invertierenden Eingang mit der über $R2$ abfallenden Referenzspannung, dann arbeitet A1 als nichtinvertierender Pufferverstärker.

Oft sind induktive Lasten deshalb problematisch, weil bei ihrem Schalten leicht Störspannungen in die treibende Logik eingekoppelt werden können. Getrennte Versorgungsspannungen und das Zwischenschalten des Optokopplers U1, so daß die Logikbaugruppe auch keine Masseverbindung mit der zu treibenden Last aufweist, vermindern die Probleme. Bild 3.2 stellt diesen Anwendungsfall dar. Der Spannungsteiler mit den Widerständen $R2$ und $R3$ stellt die Vergleichsspannung bereit. Günstig sind hier identische Widerstände. Der Widerstand R4 ist so zu dimensionieren, daß bei L-Pegel am Ausgang des steuernden Inverters D1 der Fototransistor des Optokopplers vollständig leitend ist.

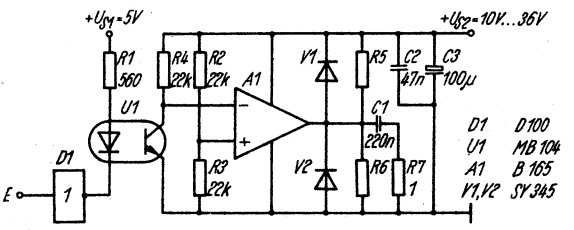


Bild 3.2 Stromlaufplan eines Schaltverstärkers mit Ansteuerung über einen Optokoppler

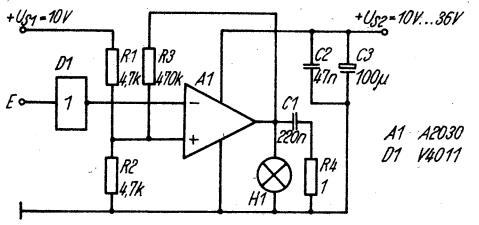


Bild 3.3 Stromlaufplan eines Schaltverstärkers mit Hysterese

Vorteilhaft kann sich in manchen Fällen eine Hysterese des Interfacebauelementes auswirken. Wie Bild 3.3 zeigt, ist im Vergleich mit dem Stromlaufplan nach Bild 3.1 nur der zusätzliche Widerstand $R3$ erforderlich, damit der Leistungsoperationsverstärker als Trigger arbeitet. Der Widerstand $R3$ verursacht eine positive Rückkopplung vom Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers auf dessen nichtinvertierenden Eingang. Benennt man die maximal und die minimal mögliche Ausgangsspannung von A1 mit U_{Omax} bzw. U_{Omin}, dann ergeben sich die Einschalt- und die Ausschaltspannung U_{ein} und U_{aus} des Leistungs-Schmitt-Triggers aus den folgenden Gleichungen:

$$U_{ein} = \frac{U_S/R1 + U_{Omax}/R3}{1/R1 + 1/R2 + 1/R3} \tag{20}$$

$$U_{aus} = \frac{U_S/R1 + U_{Omin}/R3}{1/R1 + 1/R2 + 1/R3} \tag{21}$$

Aus der Differenz der beiden Gleichungen (20) und (21) folgt für die Triggerhysterese U_{hys}:

$$U_{hys} = \frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{R3/R1 + R3/R2 + 1} \tag{22}$$

Als Lastwiderstand wirkt im Bild 3.3 eine Glühlampe. Lastwiderstände dieser Art sind für Leistungsschalter mit diskreten Transistoren oft problematisch. Grund dafür ist der niederohmige Kalt-

widerstand dieser Bauelemente, der im Einschaltmoment den als Schalter benutzten Transistor strommäßig überlasten kann. Diese Gefahr einer Zerstörung besteht bei dem Einsatz von Leistungsoperationsverstärkern nicht, weil deren Strom- und Verlustleistungsbegrenzung eine Überlastung unterbinden.
Ähnliche Probleme wie bei dem Schalten von Glühlampen muß man bewältigen, wenn Gleichstrommotoren eingeschaltet werden sollen. Auch hier sind die im Einschaltmoment fließenden Lastströme größer als im Normalbetrieb. Die damit zusammenhängenden Schwierigkeiten sind mit Leistungsoperationsverstärkern leicht zu bewältigen. Im Vergleich zu Transistoren als schaltende Elemente bieten die Leistungsoperationsverstärker aber noch einen zusätzlichen Vorteil. Er ist besonders dann sehr erwünscht, wenn der Gleichstrommotor über ein Getriebe eine ferngesteuerte mechanische Stelleinrichtung treibt. Eine genaue Positionierung erweist sich oft als diffizil, weil der als Schalter verwendete Transistor bei dem Erkennen der gewünschten Position zwar den Motorstrom unterbricht, aber nicht den Nachlauf des Gleichstrommotors unterbinden kann. Der von der Reibung der Positionierungseinrichtung abhängige Nachlauf gestaltet eine exakte Positionierung schwierig, zumal für solche Aufgaben präzise und damit leichtgängige Getriebe verwendet werden.
Erheblich exakter kann man eine Stelleinrichtung in ihre Sollage bringen, wenn der Motor nach dem Abschalten elektronisch abgebremst wird. Da ein Gleichstrommotor nach der Stromflußunterbrechung, also während der Nachlaufphase, als Gleichstromgenerator wirkt, läßt sich eine elektronische Abbremsung einfach durch einen Kurzschluß der Ankerwicklung verwirklichen. Für diese Aufgabe ist ein Leistungsoperationsverstärker mit Gegentaktendstufe geradezu prädestiniert. Die in Bild 3.4 und Bild 3.5 vorgestellten Anwendungsbeispiele stoppen den Motor mit dem Erkennen der Sollposition praktisch sofort. In dem Stromlaufplan nach Bild 3.4 liefert der obere Zweig der Gegentaktendstufe von A1, das sind V24 und V25 im Bild 1.2, den Betriebsstrom des Motors. Nach dessen Abschalten mit H-Pegel am Eingang des Inverters D1 leitet der untere Endstufen-

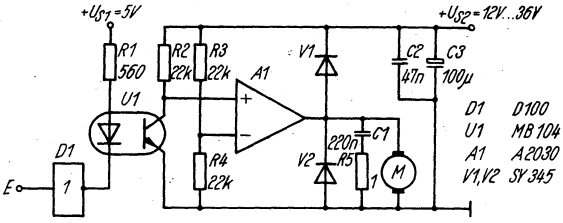


Bild 3.4 Stromlaufplan eines Schaltverstärkers zum Starten und Stoppen eines Gleichstrompermanentmotors

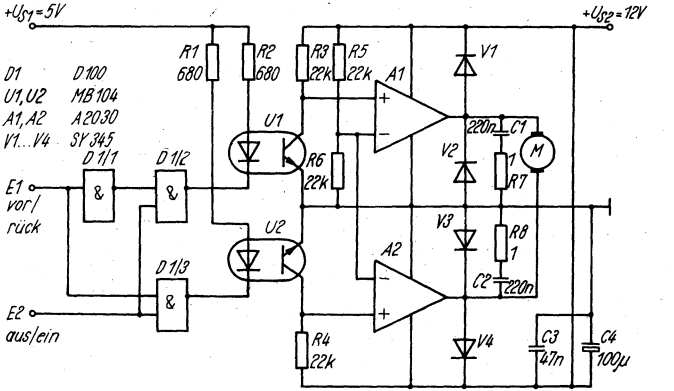


Bild 3.5 Stromlaufplan eines Schaltverstärkers zum Betrieb von Gleichstrommotoren in beiden Drehrichtungen

zweig von A1, im Bild 1.2 sind das die Transistoren V26 und V27. Sie überbrücken den Anker des Gleichstrompermanentmotors. Der Motor arbeitet in diesem Fall als kurzgeschlossener Generator und stoppt deshalb sehr schnell. Die Interfaceschaltung wird über den Optokoppler U1 angesteuert. Er trennt die Logik von

der Interfaceschaltung. Das vermindert beachtlich eine Rückwirkung der bei dem Betrieb des Motors möglicherweise auftretenden steilflankigen Störimpulse auf die Logikschaltung.
Der im Bild 3.5 gezeigte Stromlaufplan erlaubt neben dem Motorstopp auch ein Umkehren der Drehrichtung. Zu diesem Zweck bilden die beiden Leistungsoperationsverstärker A1 und A2 eine Brückenschaltung, in deren Querzweig sich der Motor befindet. Der Spannungsteiler aus den Widerständen $R5$ und $R6$ stellt die Referenzspannung bereit, mit der die invertierenden Eingänge der Leistungsoperationsverstärker verbunden sind. Die 3 Gatter D1/1 bis D1/3 verwirklichen einen Decoder, der aus 2 logischen Pegeln die Steuersignale für die Optokoppler U1 und U2 erzeugt.

3.2. Einfache Verzögerungsschaltung mit großem Zeitbereich zur Steuerung von Relais und Schützen

Die im Bild 3.6 vorgestellte Verzögerungsschaltung erlaubt Einschaltverzögerungen zwischen 1 und 100 s. Anstelle des Relais können auch andere Lastwiderstände wirksam werden. Grundsätzlich arbeitet der Leistungsoperationsverstärker A1 zusammen mit den Widerständen $R1$, $R2$ und $R5$ als Leistungstrigger. Er hat aber auf Grund des im Vergleich zur Größe der Spannungsteilerwiderstände $R1$ und $R2$ sehr hochohmigen Widerstandes $R5$ eine nur sehr geringe Hysterese, die nur 0,1 V beträgt. Aus diesem Grunde kann ihr Einfluß auf die Dauer der Verzögerungszeit t_v unberücksichtigt bleiben, und es gilt für die Berechnung von t_v die einfache Gleichung:

$$t_v = (R3 + R4) \cdot C1 \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{R2}{R1 + R2}} \qquad (23)$$

Nach dem Einschalten ist der Kondensator $C1$ nicht geladen. Der Spannungspegel am nichtinvertierenden Eingang weist hohe Werte auf, und das Relais ist zunächst stromlos. In dieser Phase

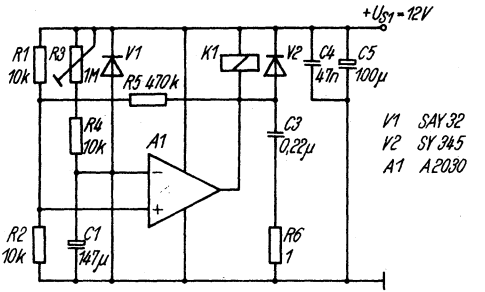


Bild 3.6 Stromlaufplan der Verzögerungsschaltung mit großem Zeitbereich

lädt der über die Widerstände *R*3 und *R*4 fließende Strom den Kondensator *C*1 entsprechend einer e-Funktion in positiver Richtung auf. Erreicht schließlich die Spannung über *C*1 die Einschaltspannung des Leistungstriggers, so kippt dieser in seine zweite Schaltlage, und das Relais zieht an. Mit Hilfe des Potentiometers *R*3 kann die Verzögerungszeit in weiten Grenzen variiert werden. Bei einer Umdimensionierung der Ladewiderstände ist zu bedenken, daß der für *C*1 kleinstmögliche Ladestrom – er ist dann erreicht, wenn die Spannung über *C*1 mit der über *R*2 abfallenden Spannung identisch ist – immer noch mehrfach den Ruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers übersteigen muß. Anderenfalls ergeben sich erhebliche Abweichungen zwischen der errechneten Zeitverzögerung und der meßtechnisch nachweisbaren. Die Diode V1 im Bild 3.6 entlädt nach dem Abschalten der Versorgungsspannung den Kondensator *C*1 über *R*7 so lange, bis die Spannung über *C*1 nur noch gleich der Flußspannung von V1 ist. Damit erreicht man eine kurze Wiederbereitschaftszeit der Verzögerungsschaltung.

3.3. Dämmerungsschalter mit veränderlicher Ansprechempfindlichkeit

Einen einfachen Dämmerungsschalter, seine Empfindlichkeit kann in weiten Grenzen mit einem Einstellpotentiometer verändert werden, zeigt der Stromlaufplan nach Bild 3.7.
Der Einsatz in einem Kfz ist möglich, wenn der relativ große

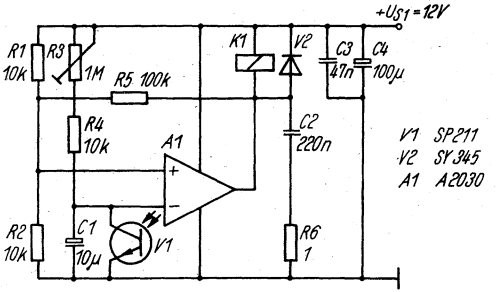


Bild 3.7 Stromlaufplan des Dämmerungsschalters mit variabler Ansprechempfindlichkeit

Ruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers keine Rolle spielt, weil z. B. die Baugruppe mit einem entsprechenden Schalter nur im Bedarfsfall aktiviert wird. Funktionell bilden A1 und die Widerstände *R*1, *R*2 und *R*5 einen Leistungs-Schmitt-Trigger, dessen Hysterese *R*5 festlegt. Der Triggereingang ist mit dem Kollektor des in Emitterschaltung betriebenen Fototransistors V1 verbunden. Anstelle von V1 kann auch ein Fotowiderstand benutzt werden. Mit zunehmender Beleuchtungsstärke steigt der Kollektorstrom des Transistors V1. Dabei sinkt die Spannung am invertierenden Eingang von A1 in Richtung kleinerer Werte ab. Schließlich unterschreitet die Kollektor-Emitter-Spannung des

Transistors V1 die am nichtinvertierenden Eingang von A1 liegende Referenzspannung. Der Trigger schaltet daraufhin in seine zweite stabile Lage, und das Relais oder ein anderer Verbraucher wird aktiviert. Mit dem Einstellpotentiometer *R*3 läßt sich die Empfindlichkeit leicht den jeweiligen Erfordernissen anpassen.

4. Leistungsgeneratoren zur Erzeugung von rechteck- und sinusförmigen Wechselspannungen

Generatorschaltungen mit Leistungsoperationsverstärkern weisen oft dann ökonomische Vorteile auf, wenn der Zweck des Oszillators die Abgabe einer nennenswerten Ausgangsleistung fordert. Auf Grund der in den Leistungsoperationsverstärkern eignen hohen Leistungs- und Leerlaufspannungsverstärkung reicht in vielen Fällen ein solcher Verstärker als aktives Element des Generators aus. Das nachfolgende Kapitel beschreibt einige praktische Beispiele für die preiswerte Realisierung von wenig aufwendigen Generatoren zur Erzeugung von rechteck- oder sinusförmigen Wechselspannungen. Die Kenndaten der in diesen Applikationen verwendeten Leistungsoperationsverstärker haben dabei einen beachtenswerten Einfluß auf den Gebrauchswert der Oszillatoren. So sollte man z. B. immer bedenken, daß der Klirrfaktor des Ausgangssignals eines Sinusgenerators nicht den Eigenklirrfaktor des als aktives Bauelement verwendeten Leistungsoperationsverstärkers unterschreiten kann. Weiterhin limitiert die maximal mögliche Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals die Anwendung von Leistungsoperationsverstärkern in Sinus- oder Rechteckspannungsgeneratoren im Bereich hoher Frequenzen. Trotz dieser Anwendungsgrenzen gibt es aber, insbesondere im Amateurbereich, zahlreiche Generatorapplikationen, bei denen Leistungsoperationsverstärker sehr vorteilhaft einsetzbar sind.

4.1. Universeller Rechteckspannungsgenerator mit einfacher Versorgungsspannung

Der Generator nach Bild 4.1 erfordert für seinen Betrieb nur eine einfache Versorgungsspannung, die wenigstens $U_{S1} = 12\,V$ betragen sollte. Als Lastwiderstände wirken bei dem im Bild 4.1 darge-

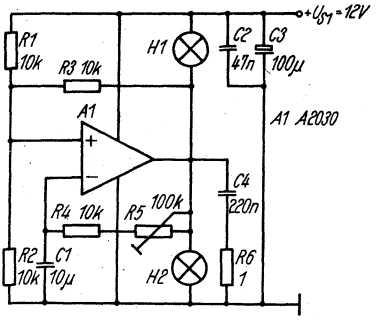


Bild 4.1
Stromlaufplan des universellen Rechteckspannungsgenerators mit einfacher Versorgungsspannung

stellten Generator die Glühlampen H1 und H2, die im Betriebsfall wechselseitig aufleuchten. Für solche nichtlinearen Lastwiderstände – ihr Widerstand weist im Einschaltmoment niederohmigere Werte als im Betriebsfall auf – eignen sich Leistungsoperationsverstärker als Schalter besonders gut, weil deren integrierte Schutzschaltungen zur Laststrom- und Verlustleistungsbegrenzung ein Zerstören des Schaltelementes infolge momentaner Überlastung unterbinden. Die Ausgangsspannung des Generators ist eine weitgehend symmetrische Rechteckspannung, deren Frequenz f_g sich bei dem Erprobungsmuster mit dem Potentiometer $R5$ zwischen $f_g = 0{,}7\,\text{Hz}$ und maximal $f_g = 7{,}5\,\text{Hz}$ verändern ließ. Innerhalb eines Bereiches von 0,001 bis etwa 30 kHz lassen sich andere Arbeitsfrequenzen durch Umdimensionieren der die Auf- und Entladezeiten bestimmenden Bauelemente $R4$, $R5$ und $C1$ leicht verwirklichen. Für den Kondensator $C1$ können auch gepolte Elektrolytkondensatoren verwendet werden, da auf Grund der einfachen Speisespannung während eines Funktionsablaufes die dabei über $C1$ liegende Spannung ihr Vorzeichen nicht wechselt.

Die Arbeitsweise des Rechteckspannungsgenerators kann man wie folgt beschreiben: Der Leistungsoperationsverstärker A1 und die 3 Widerstände $R1$ bis $R3$ bilden einen Schmitt-Trigger, dessen auf den Lastwiderstand H1 bezogenen Ein- bzw. Aus-

schaltspannungen $U_{ein} = 7{,}5\,V$ und $U_{aus} = 4{,}4\,V$ betragen. Rechnerisch lassen sich diese Spannungswerte mit den Gleichungen (20) und (21) ermitteln. Im Moment des Einschaltens ist der Kondensator $C1$ nicht geladen. Die Spannung am Eingang des Schmitt-Triggers entspricht dadurch zunächst dem Massepotential. Die Ausgangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers A1 weist hohe positive Werte auf, und die Glühlampe H1 leuchtet aus diesem Grund nicht, während die Glühlampe H2 in Betrieb ist. Die hohe positive Ausgangsspannung von A1 verursacht über die beiden Widerstände $R4$ und $R5$ einen Stromfluß, der den Kondensator $C1$ entsprechend einer e-Funktion in positiver Richtung auflädt. In diesem Schaltzustand verharrt der Generator so lange, bis auf Grund der fortschreitenden Aufladung die über $C1$ liegende Spannung schließlich so weit in positiver Richtung angewachsen ist, daß sie die Einschaltspannung des Schmitt-Triggers erreicht. In diesem Moment kippt er in seinen zweiten stabilen Zustand. Die Spannung am Ausgang von A1 wechselt auf niedriges Potential. Als unmittelbare Folge davon erlischt die Glühlampe H2, während gleichzeitig die Glühlampe H1 einschaltet. Der niedrige Spannungspegel am Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers A1 verursacht einen Wechsel der Stromrichtung durch die Widerstände $R4$ und $R5$. Der frequenzbestimmende Kondensator $C1$ wird nun entladen. Die über ihm liegende Spannung nimmt jetzt gemäß der e-Funktion so lange ab, bis die Spannung über $C1$ der Ausschaltspannung des Schmitt-Triggers entspricht. Er schaltet mit dem Unterschreiten dieses Wertes wieder in die oben erläuterte Lage zurück, und die beschriebenen Vorgänge beginnen mit der erneuten Aufladung des Kondensators $C1$ von vorn. Als Ergebnis dieser Funktionsweise liegt am Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers A1 eine rechteckförmige Spannung an, deren Halbperioden dann gleiche Zeitdauer aufweisen, wenn die Widerstände $R1$ und $R2$ identische Werte haben und außerdem die minimale Ausgangsspannung U_{Omin} von A1 der Differenz aus der Speisespannung U_{S1} minus der maximalen Ausgangsspannung U_{Omax} von A1 entspricht.

Die Berechnung der Zykluszeiten t_1, innerhalb dieser Zeit leuchtet die Glühlampe H1, und t_2, dieser Zeitabschnitt benennt die aktivierte Phase der Glühlampe H2, sowie der Generatorfrequenz f_g erfordert die Kenntnis der Spannungswerte U_{Omax}, U_{Omin}, U_{ein} und U_{aus}. Die beiden zuletzt genannten Ein- und Ausschaltspannungen des Schmitt-Triggers kann man mit den Beziehungen (20) und (21) ermitteln. Die Extremwerte der Ausgangsspannungen des Leistungsoperationsverstärkers A1 sind von dem verwendeten Typ, seiner Versorgungsspannung und dem betreffenden Lastwiderstand abhängig. Am einfachsten ermittelt man die gesuchten Spannungswerte meßtechnisch unter Betriebsbedingungen bei der vorgegebenen Speisespannung und mit dem gewünschten Lastwiderstand. In vielen Fällen genügen aber auch die einfachen Näherungen:

$$U_{Omin} \approx 2\,V \tag{24}$$

$$U_{Omax} \approx U_{S1} - 2\,V \tag{25}$$

Die Zeit t_1 – innerhalb dieser weist der Spannungspegel am Ausgang von A1 niedrige Werte auf – ergibt sich aus der nachstehenden Gleichung:

$$t_1 = (R4 + R5) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{Omin} - U_{ein}}{U_{Omin} - U_{aus}} \tag{26}$$

Den Zeitabschnitt t_2 – er benennt die Phase, bei der die Ausgangsspannung von A1 ihr Maximum erreicht – erhält man mit Hilfe der folgenden Beziehung:

$$t_2 = (R4 + R5) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{Omax} - U_{aus}}{U_{Omax} - U_{ein}} \tag{27}$$

Aus den Zeiten t_1 und t_2 ergibt sich die Frequenz f_g zu:

$$f_g = \frac{1}{t_1 + t_2} \tag{28}$$

Bei einer Umdimensionierung sollte man beachten, daß die minimalen Auf- bzw. Entladeströme des frequenzbestimmenden

Kondensators $C1$ den typischen Wert für den Eingangsruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers mehrfach übersteigen.

4.2. Rechteckspannungsgenerator mit veränderlicher Frequenz und variablem Tastverhältnis

Der Stromlaufplan im Bild 4.2 zeigt einen Rechteckspannungsgenerator, bei dem die Frequenz und das Tastverhältnis der erzeugten Ausgangsspannung weitgehend unabhängig voneinander mit 2 Potentiometern eingestellt werden können. Der Betrieb dieses astabilen Oszillators erfordert die 2 Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2} = 12\,V$. Andere Werte für die Speisespannungen sind innerhalb der für den Typ des Leistungsoperationsverstärkers A1 geltenden Grenzen möglich. Mit dem Potentiometer $R6$ war bei dem Erprobungsaufbau des Generators eine Frequenzvariation von $f_g = 34\,Hz$ bis $1{,}8\,kHz$ möglich. Nur eine geringfügige und deshalb in der Praxis oft zu vernachlässigende Frequenzänderung ergab sich, wenn mit Hilfe des Potentiometers $R5$ das Verhältnis von Pulsdauer zur Pulspause von $\eta = 10$ auf $\eta = 0{,}1$ vermindert wurde. Ebenso blieb das genannte Pulsverhältnis praktisch konstant, wenn die Frequenz variierte.

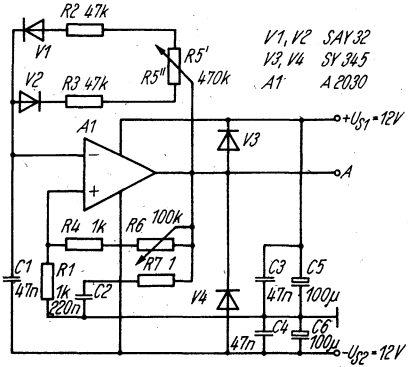


Bild 4.2
Stromlaufplan des Rechteckspannungsgenerators mit veränderlicher Frequenz und variablem Tastverhältnis

Wie schon bei dem im Abschnitt 4.1. beschriebenen Generator verwirklichen die Bauelemente $R1$, $R4$, $R6$ und der Leistungsoperationsverstärker A1 einen Schmitt-Trigger. Seine Hysterese kann hier allerdings mit dem Potentiometer $R6$ in weiten Grenzen verändert werden. Bei dem Erprobungsmuster war die Hysterese des Leistungstriggers zwischen 0,2 und 10 V einstellbar.

Für die einmal im positiven und zum anderen im negativen Spannungsbereich liegende Ein- bzw. Ausschaltspannung des Schmitt-Triggers gelten in Abhängigkeit von den Extremwerten der Ausgangsspannungen U_{Omax} und U_{Omin} des Leistungsoperationsverstärkers A1 die nachstehenden Gleichungen:

$$U_{\mathrm{ein}} = \frac{U_{\mathrm{Omax}} \cdot R1}{R1 + R4 + R6} \tag{29}$$

$$-U_{\mathrm{aus}} = \frac{-U_{\mathrm{Omin}} \cdot R1}{R1 + R4 + R6} \tag{30}$$

Die Hysteresespannung U_{hys} ergibt sich aus der Differenz der Ein- und Ausschaltspannung:

$$U_{\mathrm{hys}} = \frac{R1 \cdot (U_{\mathrm{Omax}} - U_{\mathrm{Omin}})}{R1 + R4 + R6} \tag{31}$$

Zwischen dem Eingang des Schmitt-Triggers und dem negativen Versorgungsspannungsanschluß liegt der frequenzbestimmende Kondensator $C1$. Je nach der Polarität der Ausgangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers A1 wird er über die Diode V1, $R2$ und den Teilwiderstand $R5'$ aufgeladen bzw. über die Diode V2, $R3$ und den Teilwiderstand $R5''$ des Potentiometers $R5$ entladen. Im Einschaltmoment soll der Kondensator $C1$ nicht geladen sein und am Ausgang von A1 eine positive Spannung liegen. Über der Widerstandssumme $R5'$ und $R2$ fließt ein dieser proportionaler Strom durch die Diode V1. Dieser Ladestrom verursacht ein Anwachsen der Kondensatorspannung in positiver Richtung. Die Spannung über $C1$ erreicht schließlich die Einschaltspannung des Triggers, der deshalb in seine 2. stabile Lage

wechselt. Die Ausgangsspannung von A1 ändert daraufhin ihr Vorzeichen, und die Umladung des Kondensators $C1$ bewirkt jetzt der von der Widerstandssumme aus $R5''$ plus $R3$ bestimmte Strom, der nun durch die Diode V2 zum Kondensator $C1$ fließt. Die Spannung am invertierenden Eingang von A1 sinkt deshalb in negativer Richtung so lange ab, bis der Spannungspegel über $C1$ identisch mit der Ausschaltspannung des Triggers ist. Er kippt in die zu Beginn angenommene Lage zurück, und die beschriebenen Vorgänge starten mit einer neuen Aufladung des Kondensators $C1$ in positiver Richtung.
Für die Teilzeiten t_1 und t_2 einer Generatorperiode $1/f_g$ gelten die folgenden Gleichungen:

$$t_1 = (R5' + R2) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{\text{Omax}} - U_{\text{FV1}}}{U_{\text{Omax}} - U_{\text{ein}} - U_{\text{FV1}}} \tag{32}$$

$$t_2 = (R5'' + R3) \cdot C1 \cdot \ln \frac{|-U_{\text{Omin}}| - U_{\text{FV2}}}{|-U_{\text{Omin}}| - |-U_{\text{aus}}| - U_{\text{FV2}}} \tag{33}$$

In den Beziehungen (32) und (33) stehen U_{FV1} und U_{FV2} für die Flußspannungen der Dioden V1 bzw V2. Während der Zeiten t_1 und t_2 ist die auf das Massepotential bezogene Ausgangsspannung des Generators positiv bzw. negativ gerichtet. Unter der in der Praxis meist näherungsweise erfüllten Voraussetzung, daß die Spannungsbeträge für die maximale und die minimale Ausgangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers A1 identisch sind, erhält man für die Frequenz f_g der erzeugten Rechteckspannung die einfache Formel:

$$f_g = \frac{1}{(R5 + R2 + R3) \cdot C1 \cdot \ln \dfrac{2 \cdot R1 + R4 + R6}{R4 + R6}} \tag{34}$$

Für den möglichen Frequenzbereich und die Dimensionierung der Ladewiderstände $R4$ und $R6$ gilt das zu dem im Abschnitt 4.1. beschriebenen Generator Gesagte.

4.3. Ein Leistungssinusgenerator mit 3 umschaltbaren Festfrequenzen

Der Papiervorschub kommerzieller Registriergeräte wird meist mit Hilfe sogenannter Synchronmotoren angetrieben, deren Drehzahl der Frequenz f_N der Netzspannung proportional ist. Bei einer Frequenz von $f_N = 50\,\text{Hz}$ beträgt die Drehzahl eines solchen Synchronmotors – der Typ *SM55* ist ein weitverbreiteter Vertreter dieser Motorenklasse – $n = 375\,\text{min}^{-1}$. Der Leistungsbedarf solcher Synchronmotoren ist meist kleiner als $P_M = 5\,\text{W}$. Es ist deshalb möglich, die für den Motor benötigte Versorgungsspannung zum Zweck des netzunabhängigen Betriebes, z. B. in einem Kfz, mit Hilfe eines Leistungssinusgenerators bereitzustellen. Der bei dem Sinusgenerator mit wenig Aufwand mögliche Frequenzwechsel bewirkt eine gewollte Änderung der Motordrehzahl, so daß auf einfache Weise die Geschwindigkeit des Papiervorschubs variiert werden kann.

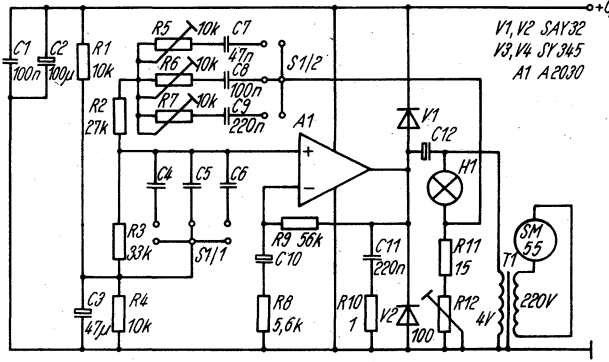


Bild 4.3 Stromlaufplan des Sinusgenerators zum Betrieb eines Synchronmotors

Der Stromlaufplan nach Bild 4.3 zeigt einen Leistungssinusgenerator, der sich für die vorgenannte Aufgabe gut eignet. Der Generator liefert eine effektive Ausgangsspannung von U_{aeff} = 220 V, deren Frequenz 25 Hz, 50 Hz und 100 Hz betragen kann. Den Frequenzwechsel realisiert man mit einem Umschalter, und es sind Trimmpotentiometer zum Frequenzfeinabgleich vorhanden. Das frequenzbestimmende Element des Sinusgenerators ist eine Kombination aus einem Hoch- und einem Tiefpaß, die als Wien-Brücke bezeichnet wird. Dabei handelt es sich eigentlich um einen frequenzabhängigen Spannungsteiler, dessen Eingang im Bild 4.3 die Verbindung von H1 und $R11$ ist. Die geteilte Ausgangsspannung der Wien-Brücke liegt am nichtinvertierenden Eingang des Leistungsoperationsverstärkers, während das Massepotential auch das Bezugspotential des frequenzabhängigen Spannungsteilers darstellt. In der gezeichneten Schalterstellung von S1 verwirklichen die Bauelemente $R2$, $R3$, $R6$, $C5$ und $C8$ die Wien-Brücke. Unter den gegebenen Voraussetzungen $R = R3 = R2 + R6$ sowie $C5 = C8$ erhält man ihre Resonanzfrequenz und damit die Schwingfrequenz f_g des Leistungssinusgenerators aus der Beziehung:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \tag{35}$$

Die Wien-Brücke verhält sich bei Resonanzfrequenz wie ein LC-Schwingkreis mit einer Betriebsgüte von $Q = 0{,}34$, und es besteht zwischen der Eingangs- und der geteilten Ausgangsspannung keine Phasenverschiebung. Gleichzeitig erreicht die Ausgangsspannung ihren frequenzabhängigen Maximalwert, der gleich der mit dem Faktor 1/3 multiplizierten Eingangsspannung ist.

Will man mit diesem resonanzfähigen Gebilde einen Generator verwirklichen, dann muß die Wien-Brücke in den Mitkopplungszweig eines Verstärkers geschaltet werden, bei dem die Ein- und Ausgangssignale phasengleich sind und dessen Spannungsverstärkung $v'_u = 3$ beträgt. Dieser Wert ist kritisch, weil bei $v'_u < 3$ der Oszillator nicht anschwingt, während im entgegengesetzten Fall, $v'_u > 3$, die Ausgangsspannung des Generators mit zuneh-

mender Verstärkung immer mehr von der Sinusform abweicht. Es ist deshalb eine Einrichtung nötig, die die Verstärkung, unabhängig von den sich auf Grund von Temperatur- oder Speisespannungsänderungen variierenden Daten der aktiven oder passiven Bauelemente, konstant auf dem geforderten Wert hält. Im Stromlaufplan des im Bild 4.3 vorgestellten Generators übernimmt der amplitudenabhängige Spannungsteiler aus der Glühlampe H1 und den Widerständen $R11$ und $R12$ diese Aufgabe.
Der Generator arbeitet mit einfacher Versorgungsspannung, wobei der Teiler aus den Widerständen $R1$ und $R4$ den Arbeitspunkt des Leistungsoperationsverstärkers A1 festlegt. Seine Spannungsverstärkung stellen die Widerstände $R9$ und $R8$ auf $v'_{uA1} = 11$ ein. Es gilt:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R9}{R8} \tag{36}$$

Dieser für den gewünschten Zweck zu große Verstärkungswert hat den Vorteil, daß keine externe Frequenzkompensation nötig wird. Zwischen dem Ausgang des Verstärkers und dem Eingang der Wien-Brücke befindet sich der oben schon angesprochene Spannungsteiler. Er vermindert die Amplitude der Ausgangsspannung von A1 soweit, daß zwischen dem nichtinvertierendem Eingang von A und dem Verbindungspunkt der Glühlampe H1 mit dem Widerstand $R11$ die resultierende Spannungsverstärkung exakt $v''_{uA1} = 3$ beträgt:

$$v''_{uA1} = \frac{(R8 + R9) \cdot (R11 + R12)}{R8 \cdot (R_{H1} + R11 + R12)} \tag{37}$$

In (37) benennt R_{H1} den gerade wirksamen Widerstand von H1. Der im Einschaltmoment zunächst noch niederohmige Widerstand der Glühlampe H1 bewirkt zu diesem Zeitpunkt eine Gesamtverstärkung von $v''_{uA1} > 3$, und der Generator schwingt sicher an. Mit zunehmender Betriebsdauer erwärmt sich der Wendel der Glühlampe, wobei sich dessen Widerstand vergrößert. Das Spannungsteilerverhältnis nimmt zu, und die Gesamt-

verstärkung sinkt entsprechend. Schließlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, bei dem die Gesamtverstärkung den geforderten theoretischen Wert erreicht und die Ausgangsspannung des Generators einen sinusförmigen Verlauf aufweist. Mit dem Einstellpotentiometer $R12$ kann in Grenzen die nötige Amplitude verändert werden. Die 3 Einstellpotentiometer erlauben den Sollfrequenzabgleich. Der Transformator T1, hier wurde ein handelsüblicher Netztransformator eingesetzt, übernimmt die Übersetzung der Ausgangsspannung auf die eingangs genannte Spannungsamplitude.

4.4. 2 durchstimmbare Leistungssinusgeneratoren mit Wien-Robinson-Brücken als frequenzbestimmende Elemente

Der als Wien-Brücke bezeichnete frequenzabhängige Spannungsteiler ermöglicht weder eine sehr hohe Frequenzstabilität noch einen niedrigen Klirrfaktor der Ausgangsspannung, wenn er als frequenzbestimmendes Glied einer Oszillatorschaltung wirkt. Die niedrige Betriebsgüte und der damit zusammenhängende wenig steile Nulldurchgang der Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangsspannung dieser Kombination aus einem Hoch- und Tiefpaß sind Ursache für diese bei Prüfgeneratoren meist unerwünschten Eigenschaften. Für Sinusgeneratoren, deren Ausgangsspannung eine hohe Frequenzstabilität und einen niedrigen Klirrgrad aufweisen muß, verwendet man deshalb besser die sogenannte Wien-Robinson-Brücke. Diese Anordnung ergibt sich aus der Wien-Brücke dadurch, daß ihr ein frequenzunabhängiger Spannungsteiler hinzugefügt wird. Er hat das gleiche Teilerverhältnis wie die Wien-Brücke im Resonanzfall, und die Wien-Robinson-Brücke liefert deshalb bei Resonanzfrequenz keine Ausgangsspannung. Eine solche Brückenschaltung eignet sich deshalb erst dann für den Aufbau von Generatoren, wenn man den ohmschen Zweig geringfügig verstimmt. Es ergibt sich so bei Resonanzfrequenz eine Ausgangs-

spannung im Brückenquerzweig, deren Amplitude proportional der Brückenverstimmung ist. Die verstimmte Wien-Robinson-Brücke eignet sich ausgezeichnet für den Aufbau von RC-Oszillatoren, weil sie, insbesondere bei nur geringfügiger Verstimmung, einen sehr steilen Nulldurchgang der Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangsspannung aufweist. Oberwellen werden deshalb sehr stark gedämpft, so daß der Klirrfaktor der Ausgangsspannung des Generators niedrig bleibt. Die Wien-Robinson-Brücke gleicht in dieser Hinsicht LC-Schwingkreisen, die ebenfalls über eine hohe Güte verfügen.

Die Stromlaufpläne in Bild 4.4 und Bild 4.5 stellen Leistungssinusgeneratoren dar, die jeweils über 3 umschaltbare Frequenzbereiche von $f_g = 29$ bis 340 Hz, $f_g = 308$ Hz bis 3,5 kHz und $f_g = 2{,}9$ bis 30,1 kHz verfügen. Setzt man $R3 + R2 = R4 + R1$, $C2 = C5$, $C3 = C6$ und $C4 = C7$, dann gilt für die Frequenzberechnung

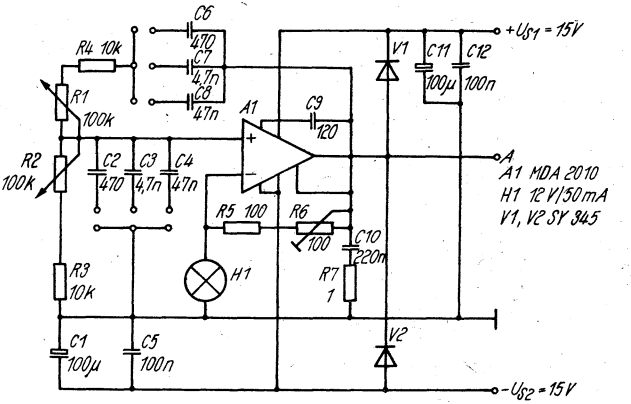


Bild 4.4 Stromlaufplan des durchstimmbaren Leistungssinusgenerators mit Amplitudenstabilisierung durch einen spannungsgesteuerten Spannungsteiler

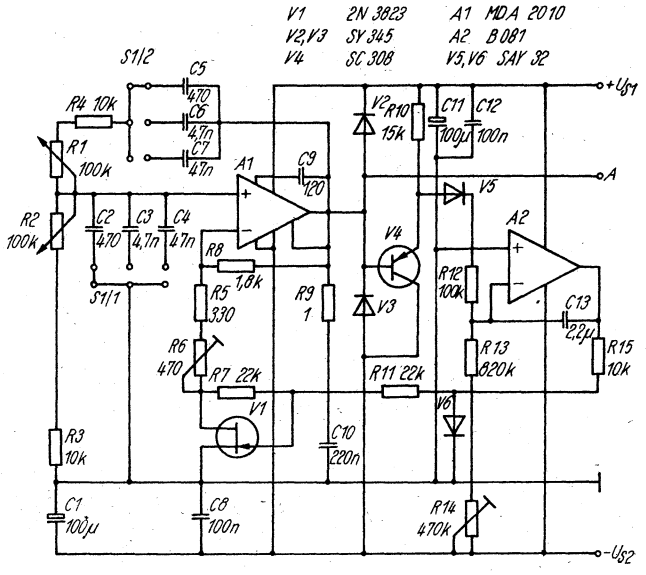


Bild 4.5 Stromlaufplan des durchstimmbaren Leistungssinusgenerators mit integraler Amplitudenregelung

die Gleichung (35). In beiden RC-Oszillatoren bildet der ohmsche Spannungsteiler der Wien-Robinson-Brücke den Gegenkopplungszweig, während sich ihr frequenzabhängiger Spannungsteiler im Mitkopplungszweig der Leistungsoperationsverstärker A1 befindet. Ein sicheres Anschwingen der Generatoren und ihre stabile Arbeitsweise auch bei Änderungen von Bauelementedaten oder sonstigen Betriebsbedingungen kann nur dann erreicht werden, wenn die Brückenverstimmung abhängig von der Generatorausgangsspannung so geregelt wird, daß deren Amplitude konstant bleibt.

Angriffspunkt für eine solche Regelung ist in beiden Generator-

schaltungen der frequenzunabhängige Spannungsteiler des Gegenkopplungszweiges der Leistungsoperationsverstärker A1. Bei dem im Bild 4.4 gezeigten Stromlaufplan wird die Amplitude mit einer als Kaltleiter verwendeten Glühlampe H1 geregelt. Ihr Widerstand weist im Moment des Einschaltens zunächst niedrige Werte auf. Das bedeutet für die Wien-Robinson-Brücke eine relativ große Verstimmung, und der Generator schwingt sicher an. Die über der Glühlampe liegende Wechselspannung heizt deren Wendel, und dessen Widerstand steigt entsprechend. Damit vermindert sich aber der Grad der Brückenverstimmung, und die Amplitude der Generatorausgangsspannung sinkt. Schließlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, bei dem die dann sinusförmige Ausgangsspannung des Generators eine hohe Amplitudenkonstanz aufweist. Mit dem Einstellpotentiometer $R6$ kann der Arbeitspunkt der Glühlampe H1 optimiert werden. Die sich im Fall der bestmöglichen Amplitudenstabilität der Generatorausgangsspannung ergebende Spannungsamplitude hängt vom Typ und z. T. auch vom Exemplar der für H1 benutzten Glühlampe ab und ist nur bedingt vorhersehbar. Das Erprobungmuster lieferte mit dem im Bild 4.4 angegebenen Glühlampentyp eine effektive Ausgangsspannung von $U_{aeff} = 4\,V$, deren Amplitudenänderung innerhalb des gesamten Frequenzbereiches des Generators kleiner als $\pm$ 0,3 dB war.

Eine andere Möglichkeit zur amplitudenabhängigen Regelung der Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke wurde in der Schaltung nach Bild 4.5 verwendet. Den frequenzunabhängigen Spannungsteiler der Wien-Robinson-Brücke realisieren hier die Widerstände $R5$ bis $R8$ und der SFET V1. Dieser Transistor arbeitet als spannungsgesteuerter ohmscher Widerstand. Die zur Steuerung des SFET V1 nötige Spannung liefert der integrierend arbeitende zusätzliche Operationsverstärker A2: Im Anschwingmoment ist dessen Ausgangsspannung stark positiv und der Transistor V1 entsprechend niederohmig. Die Diode V6 begrenzt die am Gate des SFET V1 wirksame Steuerspannung in positiver Richtung auf den Wert ihrer Flußspannung. Ein geringer Widerstand der Drain-Source-Strecke von V1 bedeutet eine große Ver-

stimmung der Wien-Robinson-Brücke, und der Generator schwingt problemlos an. Die Diode V5 bewirkt eine Einweggleichrichtung, und in den Summationspunkt des Regelverstärkers A2 fließt ein von der Größe des Widerstandes $R12$ und der Ausgangsamplitude des Sinusgenerators abhängiger positiv gerichteter Strom. Der Emitterfolger mit dem pnp-Transistor V4 kompensiert auf einfache Art die Flußspannung der Gleichrichterdiode V5, so daß diese auch bei kleiner Generatorausgangsspannung wirksam werden kann. Gleichzeitig fließt in den Summationspunkt des integrierenden Regelverstärkers mit dem Operationsverstärker A2 ein negativ gerichteter Vergleichsstrom, der dem Quotienten aus der stabilisierten negativen Speisespannung durch die Summe aus den Widerständen $R13$ plus $R14$ proportional ist.

Solange der arithmetische Mittelwert des durch den Widerstand $R12$ fließenden Stromes den durch die Widerstände $R13$ und $R14$ fließenden Strom unterschreitet, bleibt die Ausgangsspannung von A2 positiv gerichtet. Schließlich erreicht im Verlauf des Anschwingens der arithmetische Mittelwert des Stromes durch $R12$ den Wert des Referenzstromes, und als Folge davon sinkt die positive Ausgangsspannung des Operationsverstärkers A2 in negativer Richtung ab. Der Drain-Source-Widerstand des SFET V1 nimmt zu, die Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke vermindert sich, und es stellt sich letztlich eine solche Gate-Source-Spannung am Transistor V1 ein, bei der die effektive Ausgangsspannung des Sinusgenerators der folgenden Gleichung entspricht:

$$U_{\text{aeff}} = \frac{-U_{S2} \cdot \pi \cdot R12}{\sqrt{2} \cdot (R13 + R14)} \tag{38}$$

Entsprechend dieser Beziehung ist also die Amplitude der Generatorausgangsspannung direkt der Größe der negativen Versorgungsspannung proportional. Sie muß deshalb unbedingt stabilisiert werden, wobei man dann zweckmäßigerweise auch die positive Versorgungsspannung stabilisiert. Bei dem Erprobungsmuster wurde mit dem Einstellpotentiometer eine Ausgangsspan-

nung von $U_{aeff} = 3\,V$ eingestellt. Die Änderung dieser Amplitude war in Abhängigkeit von der gewählten Frequenz innerhalb des gesamten Frequenzbereiches des Generators auch dann kleiner als 0,01 dB, wenn die Belastung des Generators von Leerlauf auf Nennlast, hier betrug $R_L = 10\,\Omega$, wechselte.

5. Die Applikation von Leistungsoperationsverstärkern in Regelschaltungen zur Spannungsstabilisierung

Leistungsoperationsverstärker sind ihrem Wesen nach Gleichspannungsverstärker. Sie eignen sich deshalb sehr gut als aktive Bauelemente in Regelschaltungen zur Spannungsstabilisierung, wenn der vergleichsweise hohe Ruhestrombedarf in Kauf genommen werden kann. Diesen Nachteil kompensieren zahlreiche Vorteile bei weitem. Als besonders nützlich erweisen sich in diesem Zusammenhang der niedrige Eingangsruhestrom, der große erlaubte Bereich für Gleichtakteingangsspannungen, die hohe Leerlaufspannungsverstärkung, die interne Strombegrenzung und der thermische Überlastschutz der Leistungsoperationsverstärker. In den meisten Anwendungsbeispielen bleibt die Zahl der zusätzlich notwendigen Bauelemente niedrig, und es ergeben sich auch für den Amateur ökonomische Lösungen.

5.1. 2 Vorschläge für Spannungsregler mit 2 Ausgangsspannungen unterschiedlicher Polarität

Zur Stromversorgung von elektronischen Schaltungen mit Operationsverstärkern oder anderen integrierten Schaltungen sind vielfach 2 elektronisch geregelte Speisespannungen mit unterschiedlicher Polarität erforderlich. Zur Lösung dieses Problems gibt es verschiedene Möglichkeiten. Bei dem Stabilisierungsteil nach Bild 5.1 erzeugt der Festspannungsregler A1 eine geregelte Versorgungsspannung, deren Größe mit der Summe der Beträge der beiden einzelnen Spannungen übereinstimmt. Der Spannungsteiler aus den Widerständen $R1$ und $R2$ und der als Impedanzwandler betriebene Leistungsoperationsverstärker A2 schaffen dann einen niederohmigen Bezugspunkt, der das Nullpotential für die beiden Versorgungsspannungen unterschiedlicher Polarität darstellt. A2 arbeitet als Spannungsfolger mit einer

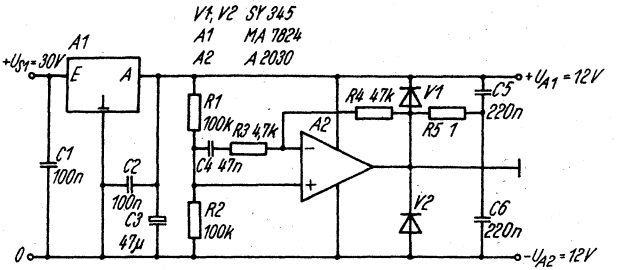


Bild 5.1 Stromlaufplan des Spannungsreglers für 2 Ausgangsspannungen entgegengesetzter Polarität

Verstärkung von $v'_{uA2} = 1$. Die vollständige Gegenkopplung erfordert eine zusätzliche externe Frequenzkompensation, die die Bauelemente $R3$ und $C4$ übernehmen. Keinesfalls darf der Widerstand $R4$ durch einen Kurzschluß ersetzt werden, weil dann die externe Frequenzkompensation nicht wirken kann. Damit nur die Differenz der Eingangsruheströme von A2 einen Beitrag zum Spannungsoffset zwischen dem nichtinvertierenden Eingang und dem Ausgang des Leistungsoperationsverstärkers A2 liefern kann, sollten die Widerstände $R1$, $R2$ und $R4$ der nachstehenden Vorschrift genügen:

$$R4 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \tag{39}$$

Vernachlässigt man die Eingangsoffsetspannung von A2, dann sind die Beträge der Ausgangsspannungen U_{A1} und $-U_{A2}$ proportional den für $R1$ und $R2$ verwendeten Widerstandswerten, die nicht zwangsläufig identisch sein müssen. Mit Rücksicht auf die für A2 minimal zulässige Speisespannung und die dabei noch mögliche Aussteuerung sollten die so erzeugten Ausgangsspannungen nicht kleiner als $U_{A1} = -U_{A2} = 5\,V$ sein. Bei einer Belastung der Spannungen U_{A1} und $-U_{A2}$ muß der Leistungsoperationsverstärker A2 nur die Differenz der jeweiligen Lastströme

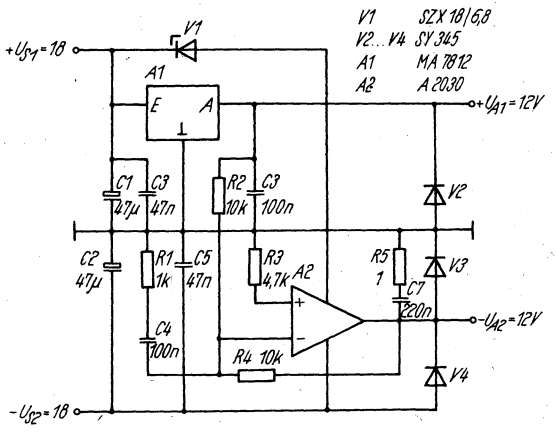


Bild 5.2 Stromlaufplan des Spannungsreglers für 2 entgegengesetzt gepolte Ausgangsspannungen nach dem Prinzip des Folgereglers

übernehmen. Das Regelteil des Stromlaufplanes nach Bild 5.1 kann deshalb besonders dann vorteilhaft verwendet werden, wenn die Strombelastung der beiden so erzeugten Ausgangsspannungen weitgehend identisch ist.

In der Variante nach Bild 5.2 liefert der Festspannungsregler A1 die positive Ausgangsspannung U_{A1}. Aus dieser leitet der als invertierender Spannungsfolger betriebene Leistungsoperationsverstärker A2 die im Beispiel betragsgleiche negative Ausgangsspannung $-U_{A2}$ ab. Vernachlässigt man den Einfluß der Eingangsoffsetspannung und des -stromes von A2 auf dessen Ausgangsspannung, dann gilt für die negativ gerichtete Ausgangsspannung die Beziehung:

$$-U_{A2} = \frac{R4 \cdot U_{A1}}{R3} \tag{40}$$

Damit die Eingangsruheströme von A2 keinen zusätzlichen Fehler erzeugen, muß die folgende Dimensionierungsvorschrift erfüllt sein:

$$R3 = \frac{R2 \cdot R4}{R2 + R4} \tag{41}$$

Die auf Grund der vollständigen Gegenkopplung nötige externe Frequenzkompensation des Verstärkers A2 erreicht man mit $R1$ und $C4$. Der negative Versorgungsspannungsanschluß des Leistungsoperationsverstärkers A2 ist direkt mit der unstabilisierten negativen Eingangsspannung verbunden, während der positive Versorgungsspannungsanschluß von A2 über die Z-Diode V1 an der unstabilisierten positiven Eingangsspannung liegt. Die Z-Diode ist immer dann erforderlich, wenn die maximale Betragssumme der beiden unstabilisierten Eingangsspannungen größer ist als der Grenzwert der für den Leistungsoperationsverstärker A2 zulässigen Versorgungsspannung. In solchen Fällen muß die Z-Spannung der Diode V1 nach folgender Vorschrift festgelegt werden:

$$U_{ZV1} = |U_{S1max}| + |-U_{S2max}| - U_{SA2max} \tag{42}$$

Durch die Z-Diode V1 fließt, auch bei Belastung der Ausgangsspannung $-U_{A2}$, nur der Ruhestrom des Leistungsoperationsverstärkers. Meist genügt deshalb für V1 eine Z-Diode kleiner Leistung.

5.2. 2 Vorschläge für geregelte Spannungsquellen mit veränderlicher Ausgangsspannung

Der Stromlaufplan im Bild 5.3 stellt eine Regelschaltung vor, die positive Ausgangsspannungen zwischen $U_{A1} = 1{,}7\,V$ und maximal $U_{A1} = 20\,V$ bereitstellen kann. In das Regelteil wurde eine Einrichtung integriert, die den maximal entnehmbaren Ausgangsstrom auf $I_{A1} = 0{,}8\,A$ begrenzt. Der Leistungsoperationsverstärker A1 arbeitet als nichtinvertierender Gleichspannungs-

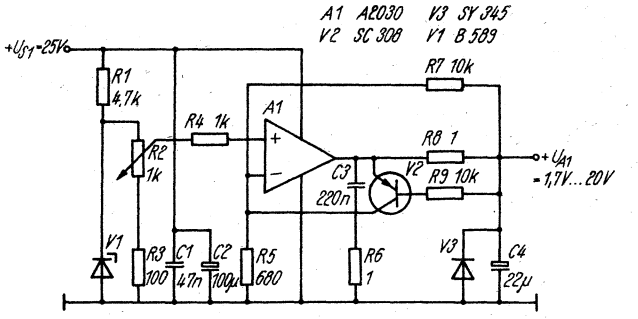


Bild 5.3 Stromlaufplan der Regelschaltung für veränderliche Ausgangsspannungen

verstärker. Seine Spannungsverstärkung legen die Widerstände $R7$ und $R5$ auf $v'_{uA1} = 15{,}7$ fest, wobei die folgende Gleichung gilt:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R7}{R5} \tag{43}$$

Die für den Gleichspannungsverstärker nötige veränderliche Steuerspannung leitet der Teiler $R2$, $R3$ aus der hochstabilen Referenzspannung von $U_{RefV1} = 1{,}235\,V$ ab. Bei der im Bild 5.3 als Z-Diode dargestellten Referenzspannungsquelle handelt es sich um eine integrierte Schaltung, die eine temperaturkompensierte Zweipol-Bandgap-Referenzspannungsquelle beinhaltet. Bauelemente dieser Art haben im Vergleich zu den bekannten Z-Dioden einmal einen erheblich größeren Stabilisierungsfaktor, zum anderen ist die Abhängigkeit der bereitgestellten Ausgangsspannung von der Umgebungstemperatur sehr viel geringer (14). In Spannungskonstanthalteschaltungen wird der maximal mögliche Ausgangsstrom oft durch den Vergleich einer dem momentan fließenden Ausgangsstrom proportionalen Spannung mit einer Referenzspannung begrenzt. Für den Fall, daß der Laststrom einen zugelassenen Grenzwert überschreitet, übernimmt die Vergleichsschaltung einen Teil des für die Endstufe bestimm-

ten Steuerstroms. Der Ausgangsstrom der Regelschaltung kann damit nicht weiter zunehmen. Diese Lösung ist nicht zu verwirklichen, wenn die Baugruppen Verstärker bzw. Vergleicher und Regelstrecke mit Leistungsoperationsverstärkern der Typen *A2030* und *B165* realisiert werden. Bei diesen Bauelementen besteht keine externe Einflußmöglichkeit auf den Steuerstrom der Endstufentransistoren. Deshalb begrenzt man in Schaltungen mit dem *A2030* und dem *B165* den Ausgangsstrom des Regelteils mit einer Anordnung, die direkt auf die Eingänge des Regelverstärkers wirkt. Im Stromlaufplan nach Bild 5.3 übernehmen die Widerstände *R*8 und *R*9 sowie der Transistor V2 die Begrenzung des vom Regelteil maximal bereitgestellten Ausgangsstromes. Solange der aus dem fließenden Laststrom resultierende Spannungsabfall über dem Widerstand R8 kleiner ist als die für den Transistor V2 notwendige Basis-Emitter-Spannung, sperrt V2, und die Regelschaltung liefert bei konstanter Ausgangsspannung den gerade erforderlichen Strom. Dieser Betriebszustand ändert sich, wenn der Spannungsabfall über *R*8 die Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors V2 übersteigt. Er leitet dann, und seine Kollektor-Emitter-Strecke bildet einen Nebenschluß zu dem Widerstand *R*7. Als Folge davon sinkt die Verstärkung des Leistungsoperationsverstärkers. Die Ausgangsspannung wird kleiner, und der Laststrom kann nicht mehr so stark zunehmen. Der im Bild 5.4 für eine Ausgangsspannung von U_{A1} = 19,4 V dargestellten Kennlinie entnimmt man, daß der Übergang von der Spannungs- zur Stromregelung nicht sehr scharf ausgeprägt ist. Ursächlich hängt das damit zusammen, daß hier, im Gegensatz zu üblichen Schaltungen, die entsprechend dem oben kurz erläuterten Prinzip arbeiten, nach dem Ansprechen der Einrichtung zur Strombegrenzung der Regelverstärker A1 weiterhin voll betriebsfähig bleibt. Trotz dieses Nachteils erfüllt in vielen Fällen die beschriebene Anordnung ihren Zweck in ausreichender Weise.

Erheblich wirkungsvoller kann der Laststrom auf einen vorgegebenen Grenzwert limitiert werden, wenn man für die Funktionen des Spannungsvergleichers und der Regelstrecke Leistungsope-

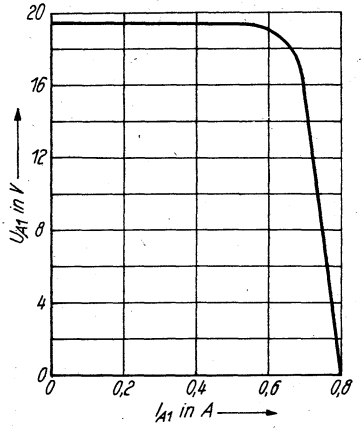


Bild 5.4
Abhängigkeit der Ausgangsspannung des Regelteils nach Bild 5.3 vom fließenden Laststrom

rationsverstärker der Typen *MDA 2010* oder *MDA 2020* verwendet. Bei diesen Bauelementen ermöglicht nämlich ein entsprechender Anschlußstift einen direkten Eingriff in die Arbeitsweise des Regelverstärkers. Bild 5.5 zeigt den Stromlaufplan einer Regelschaltung, deren Ausgangsspannung zwischen 4,2 und 5,9 V verändert werden kann. Der Leistungsoperationsverstärker wird als nichtinventierender Spannungsverstärker betrieben, dessen Verstärkungsfaktor v'_{uA1} mit Hilfe des Einstellpotentiometers $R4$ zwischen 3,4 und 4,8 entsprechend der folgenden Beziehung verändert werden kann:

$$v'_{uA1} = 1 + \frac{R3}{R2 + R4} \tag{44}$$

Der nichtinvertierende Eingang von A1 ist direkt mit der temperaturkompensierten Referenzspannungsquelle V1 verbunden. Die sehr wirkungsvolle Begrenzung des Ausgangsstromes ermöglichen die Bauelemente $R6$, $R7$ und V3. Solange der vom Laststrom der Regelschaltung verursachte Spannungsabfall über dem Widerstand $R7$ die Basis-Emitter-Spannung des Transistors

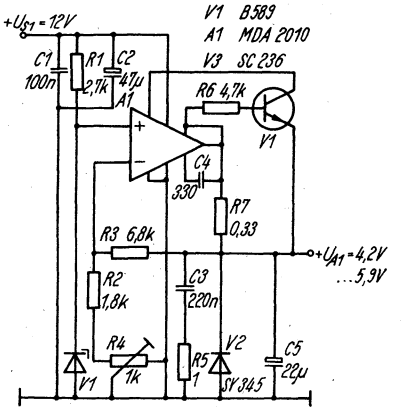


Bild 5.5
Stromlaufplan der Regelschaltung für veränderliche Ausgangsspannung mit wirkungsvoller Laststrombegrenzung

V3 unterschreitet, leitet dieser nicht. Der Leistungsoperationsverstärker A1 arbeitet in der erwarteten Weise und liefert am Ausgang der Regelschaltung eine der Gleichung (44) entsprechende Spannung. Schließlich vergrößert sich mit zunehmender Belastung der Spannungsabfall über *R*7 so weit, daß dann der Transistor V3 in den leitenden Zustand übergeht. Der sich jetzt in V3 einstellende Kollektorstrom vermindert den Basisstrom des Transistors V24 im Bild 1.15, und der Laststrom steigt praktisch nicht weiter an.

5.3. Übertragerlose Transverterschaltungen mit Leistungsoperationsverstärkern

Im Abschnitt 4. wurden einfache Oszillatorschaltungen mit Leistungsoperationsverstärkern beschrieben, die sich gut in übertragerlosen Transverterschaltungen nutzen lassen. Transverter dieser Art ermöglichen z. B. die Bereitstellung einer negativ gerichteten Versorgungsspannung aus einer vorhandenen positiven

Speisespannung. Der Stromlaufplan im Bild 5.6 soll dafür ein Beispiel sein. Dieser übertragerlose Transverter erzeugt aus der positiven Versorgungsspannung von $U_{S1} = 12\,V$ eine negativ gerichtete Ausgangsspannung $-U_{A1}$, deren Größe je nach Belastung zwischen 8,5 und 6 V liegt. Zu diesem Zweck verwirklichen die Bauelemente $R1$ und $R5$, $C1$ und $C4$ und der Leistungsoperationsverstärker A1 einen astabilen Generator, dessen Arbeitsfrequenz bei dem Erprobungsmuster $f_g = 1{,}9\,kHz$ betrug. Die Kondensatoren C5 und C6 sowie die Dioden V1 und V2 arbeiten als sogenannte Villard-Schaltung, die die symmetrische Rechteckspannung am Ausgang von A1 in eine negativ gepolte Gleichspannung umsetzt. Dabei lädt sich während der Dauer der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung der Kondensator $C5$ über den Ausgang von A1 und die Diode V1 auf eine Spannung auf, die gleich dem um die Flußspannung von V1 verminderten Spitzenwert der positiven Ausgangsspannung von A1 ist. In dieser Phase sperrt die Diode V2. Innerhalb der Dauer der negativen Halbwelle wird die auf $C5$ gespeicherte Ladung mit Hilfe der Diode V2 zum Kondensator $C6$ übertragen. Die maximal über $C6$ erreichbare Spannung ist mit dem um die Beträge der Flußspannungen von V1 und V2 verminderten Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung des Leistungsoperationsverstärkers A1 iden-

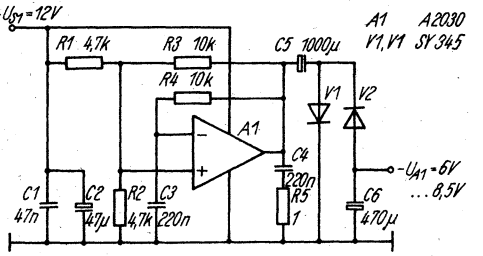


Bild 5.6 Stromlaufplan der übertragerlosen Transverterschaltung für negative Ausgangsspannung

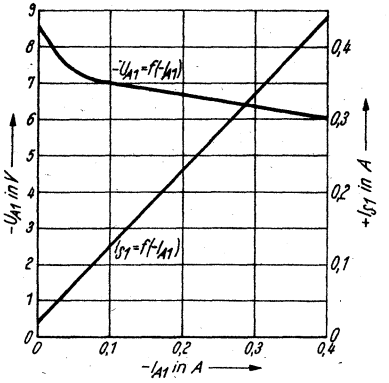


Bild 5.7
Abhängigkeit der Ausgangsspannung und der Stromaufnahme vom fließenden Laststrom bei der übertragerlosen Transverterschaltung entsprechend Bild 5.6

tisch. Bild 5.7 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung $-U_{A1}$ vom fließenden Laststrom $-I_{A1}$ sowie die aus ihm resultierende Speisestromaufnahme I_{S1}.
Ein weiteres Anwendungsbeispiel für einen übertragerlosen Transverter stellt der Stromlaufplan nach Bild 5.8 vor. Hier ermöglicht der Transverter den Betrieb eines Festspannungsreglers des Typs *MA 7815* an einer Versorgungsspannung von U_{S1} = 12 V, die z. B. eine Kfz-Batterie bereitstellen kann. Die Transver-

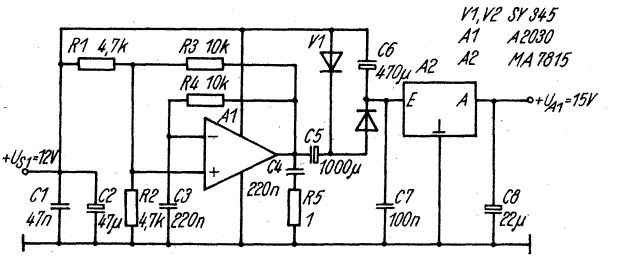


Bild 5.8 Übertragerlose Transverterschaltung zum Betrieb eines Festspannungsreglers

terschaltung ist mit der nach Bild 5.6 identisch und bedarf keiner weiteren Erläuterungen. Der Bezugspunkt der Villard-Schaltung ist hier allerdings nicht das Massepotential, sondern der positive Anschluß der Speisespannung U_{S1}. Außerdem wurde die Polung der Dioden V1 und V2 verändert, so daß eine positiv gerichtete Ausgangsspannung erzeugt wird. Diese ist der Versorgungsspannung U_{S1} aufgestockt, so daß die Summe aus dieser und der über dem Kondensator *C6* liegenden Spannung von etwa $U_{C6} = 6\,V$ als Eingangsspannung für den Spannungsregler A2 wirken kann. Damit ist dessen korrekter Betrieb möglich.

6. Leistungsoperationsverstärker in Steuer- und Regelschaltungen

Charakteristische Baugruppen elektronischer Regelschaltungen sind der Sollwertgeber, der Regelverstärker, die Regelstrecke und eine Einrichtung, die gegebenenfalls den Istwert der zu regelnden Größe in eine ihm proportionale Spannung umzuwandeln hat. Der Regelverstärker vergleicht die Spannungs- oder auch Strombeträge von Soll- und Istwert und leitet ein Signal der Regelstrecke zu, die ihrerseits die geforderte Reaktion der den Istwert beeinflussenden Last des Reglers bewirkt. Leistungsoperationsverstärker können in einer solchen Anordnung die Funktionen des Regelverstärkers und der Regelstrecke übernehmen. In diesem Fall ist das Ausgangssignal der Regelstrecke eine Spannung, die z.B. die Drehzahl oder -richtung eines Motors, die Temperatur eines Heizwiderstandes oder die Helligkeit einer Glühlampe usw. beeinflußt. In solchen Anwendungsfällen erweisen sich die hohe Belastbarkeit und Spannungsverstärkung der Leistungsoperationsverstärker als besonders nützlich. Die Spannungsverstärkung kann zudem, den jeweiligen Erfordernissen der Regelschaltung entsprechend, auch mit wenig Aufwand verringert werden. Dabei ist es mit Hilfe geeigneter RC-Glieder zusätzlich möglich, die dynamischen Eigenschaften des Regelverstärkers so festzulegen, daß sich eine stabile Arbeitsweise der Regelschaltung einstellt. Das folgende Kapitel beschreibt eine Auswahl einfacher Regelschaltungen, die im Amateurbereich relativ häufig benötigt werden.

6.1. Steuer- und Regelschaltungen für Drehzahl und Drehrichtung von Gleichstromkleinmotoren

Im Stromlaufplan nach Bild 6.1 wird der Leistungsoperationsverstärker A1 als nichtinvertierender Spannungsfolger betrieben. Er liefert die Ankerspannung für den Gleichstromkleinmotor mit Permanenterregung. Die Bauelemente $R4$ und $C4$ sind zur externen Frequenzkompensation von A1 nötig, die auch den Widerstand $R5$ erfordert, der deshalb nicht durch einen Kurzschluß ersetzt werden darf. Der Spannungsteiler aus den Widerständen $R1$ bis $R3$ leitet aus den Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2} = 12\,V$ die, je nach der Stellung des Potentiometers $R2$, positiv oder negativ gepolte Steuerspannung für den Leistungsoperationsverstärker A1 ab. Seine Ausgangsspannung erreicht über die Dioden V3 und V4 den Anker des Gleichstromkleinmotors. Die Flußspannungen der beiden Dioden bewirken, daß sich die Einstellsicherheit beim beabsichtigten Anhalten des Motors erheblich verbessert. Die Drehzahl des Ankers hängt von der mit $R2$ veränderlichen Ankerspannung und der mechanischen Belastung des Gleichstromkleinmotors ab, wenn man dessen Aufbau

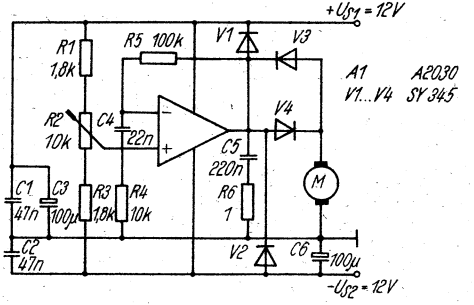


Bild 6.1 Steuerschaltung für die Drehzahl und die Drehrichtung eines Gleichstromkleinmotors

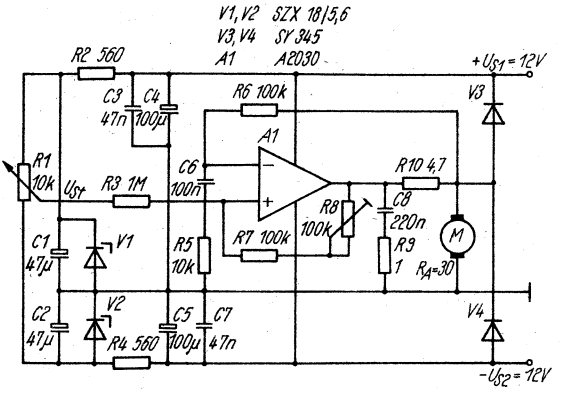


Bild 6.2 Stromlaufplan der Regelschaltung zur Regelung der Drehzahl eines Gleichstrommotors in beiden Drehrichtungen bei Verwendung der Gegenspannung als Istwert

als vorgegeben hinnimmt. Es kann deshalb von der im Bild 6.1 vorgestellten Steuerschaltung keine konstante Drehzahl erwartet werden, wenn sich die Motorlast ändert.

Den nachteiligen Einfluß der Belastung auf die Drehzahl des Motors kann man mit einer simplen Regelschaltung sehr weitgehend ausschalten. Bild 6.2 zeigt den entsprechenden Stromlaufplan. Diese Regelschaltung nutzt die als Gegenspannung E bezeichnete innere Ankerspannung des Gleichstrommotors als Drehzahlistwert. Die bei drehendem Motor durch Induktion erzeugte Gegenspannung ist der äußeren Ankerspannung U_A entgegengerichtet. Für den fließenden Ankerstrom I_A gilt deshalb in Abhängigkeit vom ohmschen Widerstand R_A des Ankers die Gleichung:

$$I_A = \frac{U_A - E}{R_A} \tag{45}$$

Aus der Beziehung (45) ist sofort ersichtlich, daß der Ankerstrom im Anlaufmoment sein Maximum hat. Der Anker dreht sich noch nicht, und es kann keine Gegenspannung induziert werden. Nach dem Anlaufen steigt mit zunehmender Drehzahl die innere Ankerspannung, wodurch sich der Ankerstrom gemäß der Gleichung (45) vermindert. Sinkt infolge einer mechanischen Belastung des Motors jetzt die Drehzahl, so nimmt auch die Ankerspannung kleinere Werte an, und die Stromaufnahme vergrößert sich. Neben der Drehzahl haben auf die innere Ankerspannung nur noch vorgegebene Motorkonstanten einen Einfluß, von denen der magnetische Fluß im Luftspalt zwischen dem Anker und dem Stator des Gleichstromkleinmotors den größten Anteil aufweist. Soll die innere Ankerspannung als Drehzahlistwert genutzt werden, dann muß man den funktionellen Zusammenhang zwischen Ankerdrehzahl und Gegenspannung kennen. Zu diesem Zweck betreibt man den Motor als Generator und ermittelt bei unterschiedlichen Drehzahlen dessen sich dann einstellende Ankerspannungen, die den inneren Ankerspannungen entsprechen.

Die praktische Anwendung der eben beschriebenen Zusammenhänge erfordert die geeignete Darstellung der Gegenspannung, die ja am betriebenen Gleichstromkleinmotor nicht unmittelbar meßbar ist. Als gut brauchbar erweist sich zu diesem Zweck eine Brückenschaltung, wie sie Bild 6.3 zeigt. Die Benennung der Brückenelemente entspricht im Interesse des besseren Verständnisses der des Bildes 6.2. Für die Widerstände $R3$, $R7$ und $R8$ gelten die Dimensionierungsregeln:

$$R3 = \mathrm{k} \cdot R_{\mathrm{A}} \tag{46}$$

$$R7 + R8 = \mathrm{k} \cdot R10 \tag{47}$$

Unter diesen Bedingungen erhält man mit Hilfe der Gleichung (45) für den Spannungsabfall über den Widerständen $R7$ plus $R8$ die Beziehung:

$$U_{R7/8} = \frac{(E + U_{\mathrm{St}}) \cdot (R7 + R8)}{R3 + R7 + R8} + \frac{(R7 + R8) \cdot I_{\mathrm{A}}}{\mathrm{k}} \tag{48}$$

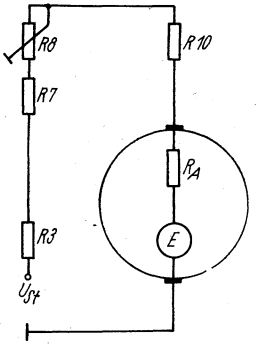


Bild 6.3
Stromlaufplan der Brückenschaltung zum Erläutern des Wirkprinzips der Regelschaltung nach Bild 6.2

Für die Spannung U_{R10} über dem Widerstand $R10$ gilt:

$$U_{R10} = \frac{(R7 + R8) \cdot I_A}{k} \tag{49}$$

In der Gleichung (48) steht U_{St} für die am Schleifer des Potentiometers $R1$ liegende Steuerspannung. Der Leistungsoperationsverstärker A1 vergleicht die Spannungen $U_{R7/8}$ und U_{R10} und liefert als Ergebnis eine Ausgangsspannung, bei der auf Grund der sich ergebenden Motordrehzahl die Differenz zwischen den beiden Spannungen verschwindet. Es stellt sich eine Ankerdrehzahl ein, die von folgender Beziehung charakterisiert wird:

$$U_{St} = -E \tag{50}$$

Die innere Ankerspannung des Gleichstromkleinmotors und damit dessen Ankerdrehzahl ist also in der gewünschten Weise direkt der Steuerspannung proportional und ändert sich auch bei wechselnder Belastung des Motors nur unwesentlich. Einfluß auf die Genauigkeit der Regelung haben vorwiegend die nicht immer konstanten Übergangswiderstände zwischen den Bürsten und dem Kollektor des Ankers sowie dessen von der Wicklungstemperatur und damit indirekt von der Belastung abhängigen Anker-

widerstand. Zur Vermeidung von Regelschwingungen dimensioniert man so, daß das Verhältnis $R10/(R7 + R8)$ etwa 5 bis 10 % kleiner ist als der Quotient $R_A/R3$. In der Praxis erweist es sich als Vorteil, wenn man das Verhältnis $R10/(R7 + R8)$ abgleicht. Diesen Zweck erfüllt das Einstellpotentiometer $R8$. Die Steuerspannung U_{St}, sie repräsentiert den Istwert der Drehzahlregeleinrichtung, stabilisieren die beiden Z-Dioden V1 und V2, so daß die Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2} = 12\,V$ nicht stabilisiert werden müssen.

Die Drehzahl von Gleichstromkleinmotoren kann mit der inneren Ankerspannung als Drehzahlistwert auch in Brückenschaltung geregelt werden, wenn es der Betriebsspannungsbereich des Motors erfordert. Der Stromlaufplan im Bild 6.4 stellt diese Version vor, die zugleich demonstriert, daß in diesem Fall sogar eine Versorgungsspannung ausreicht. Der Leistungsoperationsverstärker A1 arbeitet wie in der Regelschaltung nach Bild 6.2. Der

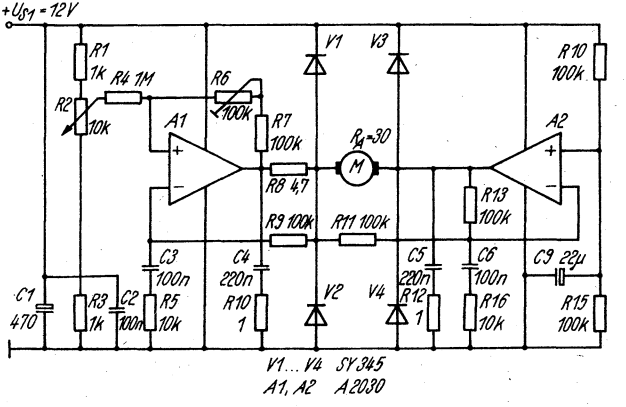


Bild 6.4 Stromlaufplan der Drehzahlregelschaltung für beide Drehrichtungen eines Gleichstromkleinmotors mit 2 Leistungsoperationsverstärkern als Brückenschaltung

zusätzliche Leistungsoperationsverstärker A2 wird als invertierender Spannungsfolger betrieben. Der Spannungsteiler mit den Widerständen $R14$ und $R15$ erzeugt die für den nichtinvertierenden Eingang von A2 erforderliche Bezugsspannung von $U_{S1}/2$. Die Ausgangsspannung von A2 ist mit der von A1 betragsgleich, weist aber das komplementäre Vorzeichen auf.

6.2. Regelschaltung zur Drehzahlstabilisierung einer Bohrmaschine für Leiterplatten

Für das Bohren von Leiterplatten setzen sich hochtourige Bohrmaschinen mit Gleichstromkleinmotoren niedriger Betriebsspannung immer mehr durch. Der typische Drehzahlbereich kommerzieller oder selbstgebauter Bohrmaschinen dieser Art liegt zwischen 5000 und etwa 25000 min^{-1}. Es sind Motoren mit Ankerspannungen U_A von 12 bis 24 V und einer Leistungsaufnahme von maximal etwa $P_M = 100\,\text{W}$ gebräuchlich. Bei der Anwendung solcher Maschinen erweist es sich als recht vorteilhaft, wenn ihre Drehzahl lastunabhängig einen vorgegebenen Wert einhält. Für diese Aufgabe eignet sich die Regelschaltung nach Bild 6.5. Die beabsichtigte Anwendung erfordert von dem Motor nur eine Drehrichtung. Zum Betrieb der Regelschaltung genügt deshalb eine einfache Versorgungsspannung. Im Anlaufmoment und im Fall großer Belastung der Maschine muß der Leistungsoperationsverstärker A1 beachtliche Ankerströme bereitstellen können. A1 wurde deshalb mit dem externen Transistor V3 erweitert, der dann den zusätzlichen Strom liefert, wenn die Belastung des Motors einen Ankerstrom von mehr als $I_A = 1\,\text{A}$ fordert.

Als Istwert für die Drehzahl wird auch hier die innere Ankerspannung des Antriebsmotors der Bohrmaschine verwendet. Die zur Darstellung der Gegenspannung nötige Brückenschaltung bildet der Ankerwiderstand R_A zusammen mit den 3 Widerständen $R7$ bis $R9$. Es gilt die Dimensionierungsvorschrift:

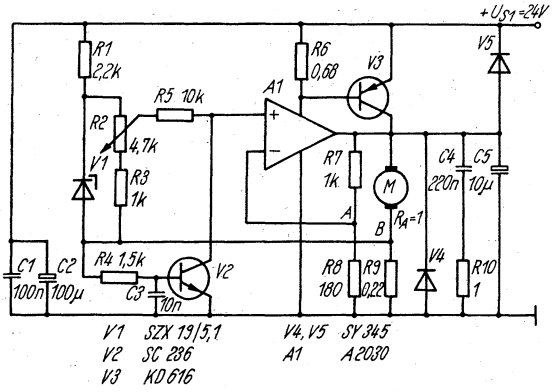


Bild 6.5 Stromlaufplan der Regelschaltung zur Drehzahlstabilisierung einer «Leiterplattenbohrmaschine»

$$\frac{R_A}{R7} = \frac{(0{,}9 \ldots 1{,}0) \cdot R9}{R8} \tag{51}$$

Eine mit der Ableitung im Abschnitt 6.1. vergleichbare Rechnung liefert für die zwischen den Punkten A und B der Brücke bei laufendem Motor entstehende Diagonalspannung $U_{A/B}$ das Ergebnis:

$$U_{A/B} = \frac{E \cdot R8}{R7 + R8} \tag{52}$$

Die Spannung zwischen den Punkten A und B ist entsprechend der Gleichung (52) direkt der inneren Ankerspannung und damit der Drehzahl des Motors proportional und kann deshalb als Istwert für die Drehzahl benutzt werden.

Den Drehzahlsollwert leitet der Spannungsteiler $R2$, $R3$ aus der Z-Spannung der Diode V1 ab. Der Fußpunkt des Spannungsteilers $R2$, $R3$ ist identisch mit dem Punkt B der Brückenschaltung

aus $R7$ bis $R9$ und R_A. Die mit dem Schleifer des Potentiometers $R2$ abgegriffene und dem Sollwert der Drehzahl entsprechende Spannung vergleicht der Leistungsoperationsverstärker A1 mit der Spannung $U_{A/B}$. Es stellt sich am Ausgang von A1 als Vergleichsergebnis schließlich eine Spannung ein, die zu einer Ankerdrehzahl führt, bei der die Spannung $U_{A/B}$ identisch mit der zwischen dem Schleifer von $R2$ und dem Punkt B der Brücke meßbaren Spannung ist. Abschließend noch ein Hinweis auf die Funktion des Transistors V2. Er limitiert den im Anlaufmoment des Motors maximal möglichen Ankerstrom auf den Grenzwert von etwa $I_A = 3\,A$. Als Referenzspannung wird dazu die Basis-Emitter-Schwellspannung von V2 verwendet. Solange der Spannungsabfall über dem Widerstand $R9$ diesen Spannungswert nicht erreicht, sperrt der Transistor V2. Überschreitet dagegen der Spannungsabfall am Widerstand $R9$ die Basis-Emitter-Schwellspannung von V2, dann beginnt dieser zu leiten und vermindert dadurch die Steuerspannung des Leistungsoperationsverstärkers, so daß ein weiterer Stromanstieg hinreichend unterbunden wird.

6.3. 2 Schaltbeispiele für Drehzahlregler mit motorunabhängigen Gebern für den Istwert der Drehzahl

Unabhängig von dem im Einzelfall benutzten Gleichstromkleinmotor sind Regelschaltungen für die Drehzahl, wenn deren Istwert mit einem Tachogenerator oder mit Hilfe optoelektronischer Drehzahlgeber ermittelt wird. Die Stromlaufpläne in Bild 6.6 und Bild 6.7 stellen 2 Möglichkeiten dieser Art vor. Die Regelschaltung nach Bild 6.6 verwendet einen Gleichstromkleinmotor als Tachogenerator, dessen Kennlinie Bild 6.8 zeigt. Die Regelschaltung arbeitet in beiden Drehrichtungen des Motors, so daß deshalb die 2 Versorgungsspannungen $U_{S1} = -U_{S2} = 12\,V$ notwendig sind. Aus ihnen leiten die Z-Dioden V1 und V2 sowie das Potentiometer $R1$ eine in Polarität und Amplitude veränderliche Spannung ab, die für den Sollwert der Drehzahl steht. Die

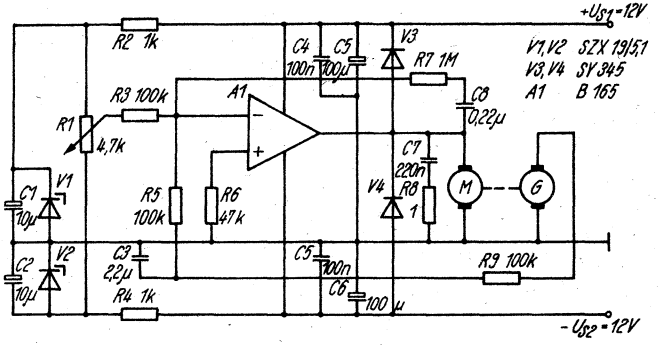


Bild 6.6 Stromlaufplan eines Drehzahlreglers mit einem Tachogenerator als Istwertgeber für die Drehzahl

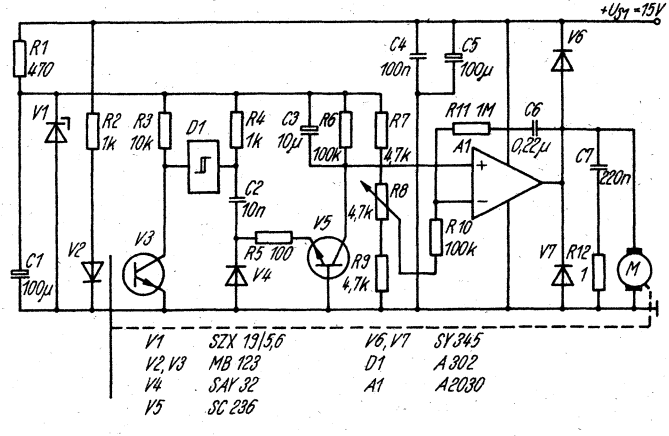


Bild 6.7 Stromlaufplan eines Drehzahlreglers mit optoelektronischem Drehzahlgeber

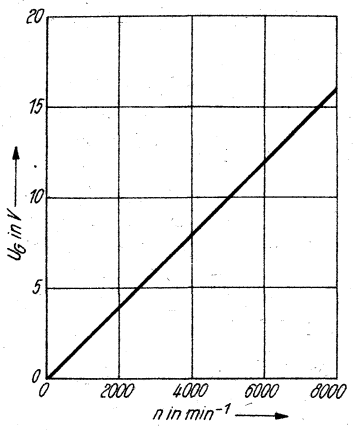


Bild 6.8
Kennlinie des Tachogenerators

Widerstände $R3$ bzw. $R5$ und $R9$ wandeln die Spannungen des Ist- bzw. Sollwertes in einen Differenzstrom, der seinerseits den invertierend arbeitenden Leistungsoperationsverstärker A1 steuert. Er arbeitet mit größtmöglicher Verstärkung, aus der eine ausgezeichnete Regelgenauigkeit resultiert. Die RC-Kombination $C8$, $R7$ verbessert die Stabilität des Reglers, der in beiden Drehrichtungen Drehzahlen zwischen $n = 0$ und $5000\,\text{min}^{-1}$ ermöglicht.

Der im Stromlaufplan nach Bild 6.7 gezeigte Drehzahlregler arbeitet auf Grund des Wirkprinzips des Istwertgebers für die Drehzahl nur in einer, durch die Polung des Motors festzulegenden Drehrichtung. Es ist deshalb nur eine einfache Versorgungsspannung erforderlich, aus der mit Hilfe der Z-Diode V1 eine stabilisierte Spannung abgeleitet wird, die den optoelektronischen Drehzahlgeber versorgt und aus der auch der Istwert der Regelschaltung abgeleitet wird. Der Istwert der Drehzahl läßt sich mit einer auf der Motorwelle befestigten Scheibe, die zwölf auf dem Umfang gleichmäßig angeordnete Schlitze aufweist, erfassen. Der Gabelkoppler aus der Lumineszenzdiode V2 und dem Foto-

transistor V3 tastet diese Scheibe ab und liefert bei jeder Ankerumdrehung 12 Impulse an den Eingang des Triggers mit D1. Die Schlitze in der Scheibe wurden so angeordnet, daß die Ausgangsspannung des Triggers D1 eine symmetrische Rechteckspannung ist. Die Frequenz f am Ausgang von D1 ist der Drehzahl proportional, und es besteht der Zusammenhang:

$$f = n/5 \tag{53}$$

Der Geber liefert also am Ausgang von D1 eine Frequenz von z. B. $f = 600\,\text{Hz}$, wenn die Drehzahl des Ankers $n = 3000\,\text{min}^{-1}$ beträgt. Die Bauelemente $R4$ bis $R6$, $C2$, $C3$ und V4 sowie V5 realisieren einen Frequenz-Spannungswandler. Während der positiven Halbwelle am Ausgang von D1 lädt sich der Kondensator $C2$ über $R4$ und V4 auf die um die Flußspannung von V4 verminderte Z-Spannung der Z-Diode V1 auf. Schaltet der Ausgang von D1 anschließend auf L-Pegel, so überträgt der in Basisschaltung betriebene Transistor V5 die Ladung des Kondensators $C2$ auf den Kondensator $C3$, der eine Integration der Stromimpulse vornimmt. Zwischen der Spannung U_{R6} über dem Widerstand $R6$ und der Drehzahl des Motors läßt sich folgender Zusammenhang ableiten:

$$U_{R6} = \frac{(U_{ZV1} - U_{FV4} - U_{BEV5}) \cdot \alpha_{V5} \cdot C2 \cdot n \cdot R6}{5} \tag{54}$$

In (54) benennen U_{ZV1} die Z-Spannung der Diode V1, U_{FV4}, U_{BEV5} und α_{V5} die Fluß- bzw. die Basis-Emitter-Spannung der Diode V4 und des Transistors V5 bzw. dessen Stromverstärkungsfaktor in Basisschaltung.
Aus der Z-Spannung von V1 leitet der Spannungsteiler $R7$ bis $R9$ eine veränderliche Spannung ab, die als Sollwert des Drehzahlreglers verwendet wird. Der Leistungsoperationsverstärker V1 vergleicht in bekannter Weise den Soll- mit dem Istwert. Es stellt sich eine Ausgangsspannung ein, die eine Drehzahl des Ankers hervorruft, bei der die über dem Widerstand $R6$ abfallende Spannung mit der Summenspannung über den Widerständen $R7$ und

dem oberen Teilwiderstand des Potentiometers $R8$ identisch ist. Die Dimensionierung des Erprobungsmusters ergab einen Einstellbereich für die Drehzahl von 2000 bis 4000 min^{-1}.

6.4. Spannungsgesteuerter Nachlaufregler für Registriereinrichtungen

Registriergeräte, die auf einem zeitproportional angetriebenen Papierstreifen elektrische Spannungswerte aufzeichnen, oder X/Y-Schreiber erfordern sogenannte Nachlaufregler, die Spannungen in eine ihnen proportionale Längsbewegung eines Schreibstiftes umsetzen. Lösen kann man diese Aufgabe mit Hilfe eines Gleichstromkleinmotors, der über ein Getriebe den Schreibstift auslenkt und gleichzeitig ein Potentiometer antreibt. Eine Regelschaltung vergleicht die über dem Potentiometerteilwiderstand verfügbare Spannungsamplitude mit der darzustellenden Spannung. Im Fall einer Differenz dieser beiden Spannungen dreht sich der Motor so lange in die entsprechende Richtung, bis er das Potentiometer auf einen Wert verstellt hat, bei dem die Schleiferspannung mit der zu registrierenden identisch ist. Für viele Anwendungen dieser Art eignet sich ein Nachlaufregler, dessen Stromlaufplan Bild 6.9 zeigt. Dieser Regler kann ausschließlich positive Eingangsspannungen zwischen $U_E = 0$ und 1 V verarbeiten. Die Eingangsspannung leitet der nichtinvertierende Verstärker mit hohem Eingangswiderstand, für A1 wurde ein Operationsverstärker mit SFET-Eingangsstufe verwendet, um den Faktor $v'_{uA1} = 1{,}235$ verstärkt, dem Regelverstärker A2 zu. Der Leistungsoperationsverstärker vergleicht die Ausgangsspannung von A1 mit der Schleiferspannung des Potentiometers $R7$, das über der temperaturkompensierten Referenzspannungsquelle V1 liegt. Weichen beide Spannungen voneinander ab, so bildet die von A2 verstärkte Differenzspannung die Ankerspannung des Gleichstrommotors. Er verstellt über ein Getriebe dann das Potentiometer $R7$ so lange, bis die nötige Korrektur erreicht ist. Das Getriebe sollte im Interesse eines mög-

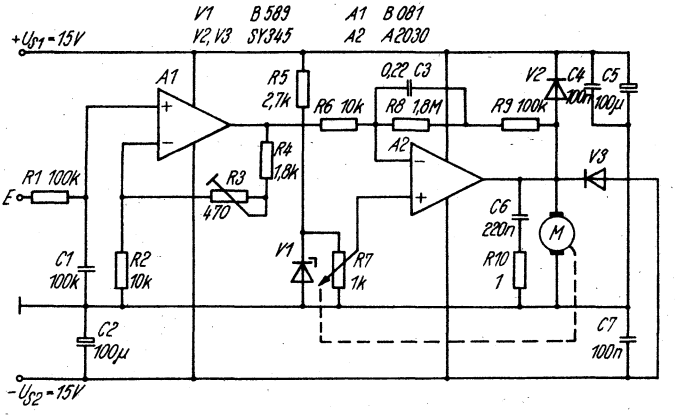


Bild 6.9 Stromlaufplan des spannungsgesteuerten Nachlaufreglers

lichst genauen Abgleichs hoch untersetzt sein. Die Verstärkung des Leistungsoperationsverstärkers kann dann auch groß sein, ohne daß Regelschwingungen zu befürchten sind. Dies steht aber im Widerspruch zur Forderung nach einem möglichst schnellen Abgleich des Nachlaufreglers, so daß meist ein Kompromiß geschlossen werden muß. Im Musteraufbau wurde ein Motor verwendet, dessen Ankerspannung $U_A = 12\,V$ und dessen Nenndrehzahl bei dieser Spannung $n = 6000\,min^{-1}$ betrugen. Das Getriebe hatte eine Untersetzung von 300 : 1. Mit dieser Anordnung und den Bauelementewerten nach Bild 6.9 wurde eine Abgleichgenauigkeit von besser als 0,3 % erreicht.

7. Literatur

[1] *H. Seifart*, Analoge Schaltungen und Schaltkreise. Berlin 1980

[2] *M. Herpy*, Analoge integrierte Schaltungen. Budapest 1976

[3] Linear Integrated Circuits Databook, Ausgabe 1981. SGS-ATES Componenti Elettronici SpA

[4] Integrierte Schaltungen, Ausgabe 1979/80. AEG-Telefunken

[5] *B. Schwager*, Leistungs-Operationsverstärker TCA 365. In: Funk-Technik 37 (1982), H. 4, S. 142 bis S. 144; H. 5, S. 189 bis S. 192

[6] *K.-H. Kresse*, Universeller NF-Leistungsverstärker A2030. In: radio fernsehen elektronik 33 (1984), H. 2, S. 77 bis S. 81

[7] Datenblatt B165H und B165V. VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[8] Tagungsmaterialien des 10. Halbleiterbauelemente Symposium

[9] Integrierte Schaltkreise, Ausgabe 1984/85. Tesla Roznov

[10] *R. Erlekampf, M. Kramer, H.-J. Mönig*, Mikroelektronik in der Amateurpraxis 2. Berlin 1984

[11] *R. Zimmermann*, Kühlvorrichtungen für Transistoren, In: radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 22, S. 717 bis S. 721

[12] *H. Hantzsch*, Wärmeableitung bei Halbleitern, Band 161 der Amateurreihe *electronica*. Berlin 1978

[13] *H. Sax*, ICs für NF-Leistungsverstärker. In: Funkschau 51 (1979), H. 20, S. 1145 bis S. 1147

[14] Datenblatt B589. VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[15] *U. Erdmeier*, Integrierter 20W Verstärker mit Kurzschlußschutz. In: Funkschau 48 (1976), H. 2, S. 62

[16] *W. Bartholome*, Einbereichs-Sinusgenerator. In: Funkschau 54 (1982), H. 4, S. 89 bis S. 92

[17] *K. Fietta*, Motorsteuerungen mit Motor-Stop. In: Funkschau 53 (1981), H. 11, S. 97 bis S. 98

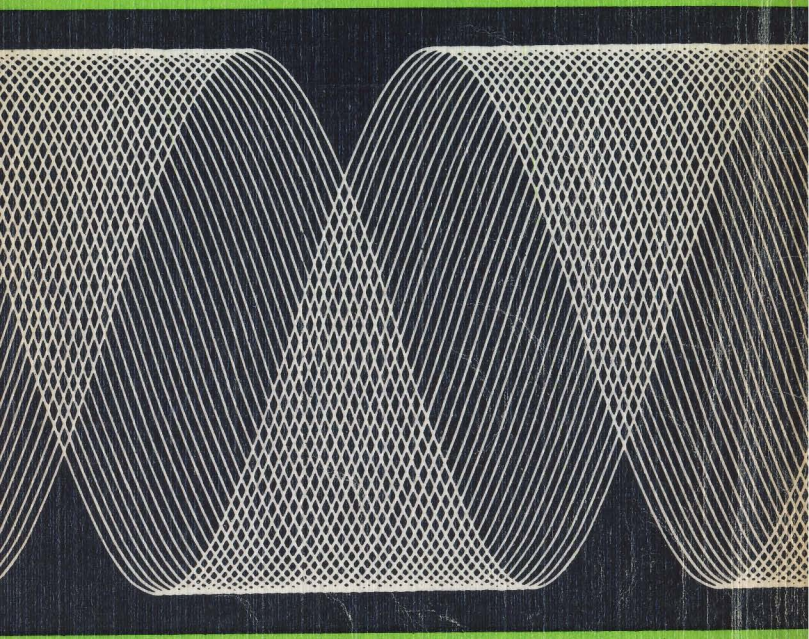
[18] *H. Sax*, IC betreibt 50 W Hi-Fi-Endstufe. In: Funkschau 52 (1980), H. 3, S. 92 bis S. 93

[19] *H. Sax*, 3-Weg-Aktiv-Box für 70 W mit ICs. In: Funkschau 52 (1980), H. 5, S. 88 bis S. 90

[20] Motorsteuerungen mit Leistungs-ICs, Applikationsbericht 2. SGS-ATES BRD, Halbleiterbauelemente GmbH

[21] *W. Friedrich*, Leistungsverstärker für Operationsverstärker und Leistungsoperationsverstärker. In: radio fernsehen elektronik 32 (1983), H. 5, S. 285 bis S. 288

[22] *E. Scholz, E. Geiger*, Integrierte Hi-Fi-Endstufe mit aktiver Klangregelung. In: Funkschau 48 (1976) H., 16, S. 689 bis S. 693



ISBN 3-327-00098-0